70 JAAR

1920 1990

tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 55 nr. 3 1990

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en -verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

Het genootschap is lid van de Convention of National Societies of Electrical Engineers of Western Europe (Eurel).

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris.
Het lidmaatschap staat open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt *f* 60,— per jaar.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium contact op te nemen met de voorzitter van de redactiecommissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt *f* 60,—. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

REDACTIECOMMISSIE

ONDERWIJSCOMMISSIE

ANALOGE VIDEOTRANSMISSIE VIA GLASVEZEL; EEN NIEUWE UITDAGING VOOR DE OPTISCHE COMMUNICATIE.

J.H. Angenent
Philips Natuurkundig Laboratorium.

Analogue videotransmission via glassfibre; a new challenge for optical communication. In the past, optical communication has mainly concentrated on digital applications. The additional noise and the non-linearity of the laser make it less suitable for analogue videodistribution. Recently, improved lasers have become available and a clear interest for analogue optical links in CATV networks can be observed. In this paper, some of the problems concerning the introduction of glassfibre in a CATV network are mentioned, the performance of nowadays components are analysed and some possible applications are given.

Inleiding.

Het succesverhaal van optische communicatie mag als algemeen bekend beschouwd worden. De stormachtige ontwikkelingen hebben geleid tot een algemene acceptatie van glasvezel als het ideale medium voor de trunk verbindingen tussen telefooncentrales. De verwachting is dat in het juist begonnen decennium de verdere introductie van glasvezel tot aan het huis plaats zal vinden. Tot dusver heeft men bij deze ontwikkelingen hoofdzakelijk naar digitale signalen gekeken. Oorzaken daarvoor zijn de trend om de gehele transmissie van informatie digitaal te maken en het feit dat optische communicatie minder geschikt is voor analoge signalen.
Sinds kort is daar verandering in gekomen en wordt serieus gekeken naar de mogelijkheden van transmissie van analoge informatie via de glasvezel. Zowel de beschikbaarheid van verbeterde componenten als de interesse van kabel TV exploitanten hebben hiertoe bijgedragen.
Behalve de oorzaken en gevolgen van deze opbloei zal in dit verhaal ingegaan worden op de mogelijkheden van analoge transmissie van videosignalen en zullen enkele toepassingen hiervan gegeven worden.

De historische ontwikkeling van optische communicatie.

De grootste troef van optische transmissie in vergelijking met de transmissie via coax kabels is de lage demping van de glasvezel. Bij 800 MHz is de demping in een 5 cm dikke coax kabel 30 dB/km terwijl de glasvezel minder dan 0.4 dB/km dempt. Bijkomende voordelen van optische communicatie zijn: de mogelijkheid om meerdere optische dragers te gebruiken (golflengte multiplexing) en de immuniteit voor electromagnetische straling. Nadelig ten opzichte van de transmissie via coax kabel is de extra ruis die door de electro-optische omzettingen veroorzaakt wordt en de beperkte lineariteit van de laser. Als derde nadeel kan genoemd worden het feit dat een 1 naar 2 splitsing in een optisch systeem 3 dB optische demping per uitgangstak veroorzaakt wat echter na dectectie een 6 dB kleiner electrisch signaal oplevert. De gedetecteerde stroom is namelijk evenredig met het optisch vermogen en het electrisch vermogen evenredig met de stroom in het kwadraat. In een electrisch systeem zal zo'n splitsing maar 3 dB vermogensverlies ten gevolge hebben.

Gezien deze voor en nadelen kan gezegd worden dat optische communicatie uitermate geschikt is voor: de transmissie van hoogfrequente digitale signalen over een grote afstand van een punt naar een ander punt. Een hoogfrequent signaal en over grote afstand om de verschillen in demping tussen coax kabel en glasvezel optimaal te benutten, digitaal om relatief weinig last te hebben van de extra ruis en de distorsie van het signaal en een punt tot punt verbinding om niet te veel te verliezen ten gevolge van splitsingen. Het succes van optische communicatie kan nu verklaard worden uit het feit dat er in de afgelopen periode dringend behoefte was aan een transmissie medium voor signalen die perfect voldeden aan bovenstaande omschrijving, namelijk de trunkverbindingen tussen telefoon centrales.
Het mag duidelijk zijn dat videosignalen in een kabelnetwerk juist niet aan bovenstaande omschrijving voldoen. De gebruikelijke analoge amplitude modulatie (AM) is erg gevoelig voor ruis en distorsie, de afstanden zijn niet extreem groot en distributie (splitsingen) is gewenst. In de schaarse literatuur op dit gebied is te lezen dat de mogelijkheden inderdaad beperkt waren. In 1983 wordt melding gemaakt van 4 AM video kanalen over 1.1 km glasvezel (Guekos, 1983). In 1985, 7 AM kanalen over 5 km of 24 frequentie gemoduleerde (FM) kanalen over 20 km (Fujito, 1985) en in 1987 is de transmissie van 60 FM kanalen over 18 km beschreven (Olshansky, 1987). Bij dit laatste systeem werd de frequentieband van 2.7 tot 5.2 GHz gebruikt waardoor de practische toepassing tot nu toe nogal beperkt is.

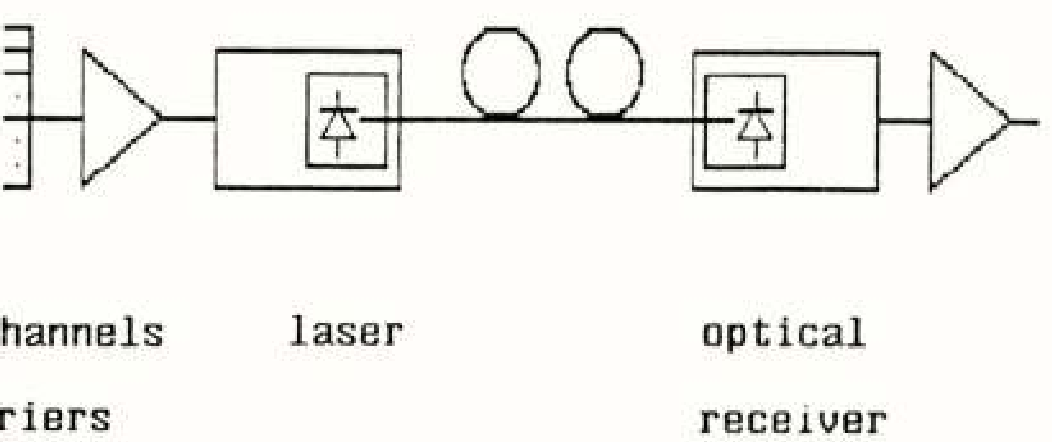
Recente ontwikkelingen.

Sinds vorig jaar is de belangstelling voor de transmissie van analoge signalen toegenomen. Reden hiervoor is in eerste plaats de technologische verbeteringen van de halfgeleider laser op alle relevante punten. De ruis is gereduceerd en de lineariteit en het lichtvermogen vergroot. Minstens net zo belangrijk is dat er een vraag naar dit soort systemen is ontstaan, wat op zijn beurt weer een duidelijke stimulans is voor onderzoek en ontwikkeling op dit gebied. De belangrijkste groep geinteresseerden zijn de exploitanten van kabel TV netwerken (CATV). Er blijkt nog steeds een drang te zijn naar de doorgifte van meer TV kanalen of TV kanalen met een grotere signaalbandbreedte zoals "high definition TV" (HDTV). Om dit te realiseren moeten hogere frequenties gebruikt worden, met als gevolg hogere demping in het netwerk en dus meer versterkers. Een andere ontwikkeling is de wens om verder van het centrale kopstation afgelegen wijken van kabel te voorzien, waardoor de afstanden groter worden en er meer versterkers tussen het kopstation en de abonnee noodzakelijk zijn. In beide gevallen is het grote aantal versterkers verantwoordelijk voor een verminderde betrouwbaarheid van het netwerk en een degradatie van de beeldkwaliteit. Het trunkgedeelte (lokaal verdeelnet) is de verbinding tussen het kopstation en het wijkcentrum en overbrugt daarmee het grootste gedeelte van de afstand tot de abonnee. Vervanging van deze coaxiale trunkverbinding door een glasvezel zal het aantal versterkers dan ook sterk reduceren.

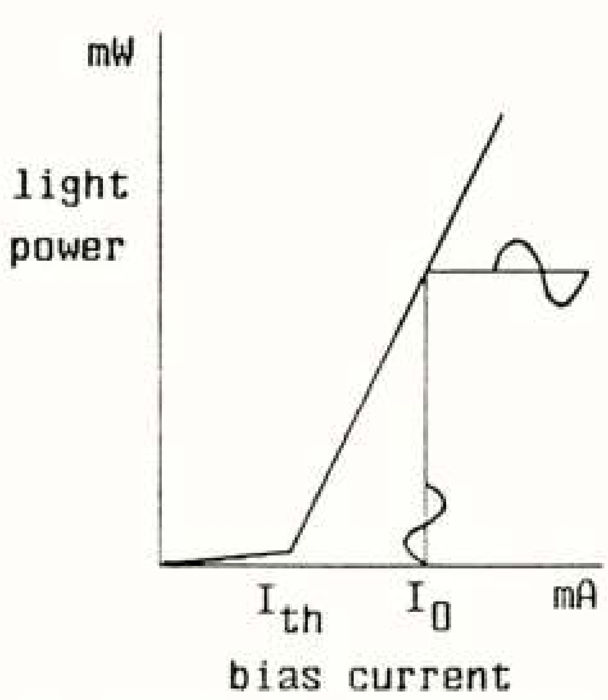
Een andere toepassing ligt op het gebied van "fibre to the home", waarbij men door middel van een glasvezel naar het huis (of naar de straat) een abonnee voorziet van telefoon, data en video signalen. Dat dit geintegreerde net realiteit wordt is algemeen geaccepteerd, ook dat de uiteindelijke vorm digitaal zal zijn. De vraag is alleen hoe en vooral wanneer. Men moet bedenken dat na het beschikbaar komen van deze uiteindelijke vorm een totale penetratie nog 20 jaar op zich laat wachten omdat bestaande infrastructuur niet afgeschreven is. Het kan dus aantrekkelijk zijn zo snel mogelijk een glas infrastructuur richting abonnee aan te leggen en eventueel gebruik te maken van nu beschikbare economisch realistische middelen, bijvoorbeeld de TV distributie met analoge signalen. In veel geindustrialiseerde landen worden op dit ogenblik proefprojecten opgezet waarbij men deze filosofie hanteert.

Transport van analoge videosignalen in een optisch systeem.

Transmissie van signalen vindt in het algemeen plaats door een hoogfrequente draaggolf te moduleren met laagfrequente informatie. Meerdere kanalen kunnen gemultiplexed worden door gebruik te maken van draaggolven met verschillende frequenties ("frequency division multiplexing": FDM). Dezelfde techniek kan ook toegepast worden in een optisch systeem (fig. 1). De laser wordt ingesteld op een biasstroom I_0 boven de drempel (I_{th}) (fig. 2). Een modulatie van dit werkpunt met het ingangssignaal heeft de modulatie in het optisch vermogen tot gevolg. De grootte van het signaal wordt uitgedrukt in een modulatieindex (m), gedefinieerd als de amplitude van het signaal gedeeld door het verschil van bias- en drempelstroom. In een optisch systeem, wordt de laser gemoduleerd met het signaal van de gestapelde draaggolven. In dat geval spreekt men van "sub carrier multiplexing" omdat men een optische draaggolf heeft die een aantal electrische draaggolven omvat. In principe kan men nu nog gebruik maken van meerdere optische draaggolven met verschillende golflengten (golflengte multiplexing). In navolging van de electrische transmissie, zijn optische systemen bekend die werken in de in tabel 1 vermelde banden. De normale "vestigial side band" modulatie (AM/VSB) in de band van 47-860 MHz (VHF + UHF) heeft daarbij het voordeel dat deze signalen zonder conversie aan een TV tuner aangeboden kunnen worden. Nadeel is de grote gevoeligheid van AM signalen voor ruis en distorsie (tabel 2). Frequentie gemoduleerde (FM) signalen zijn veel minder gevoelig maar moeten meestal kanaal voor kanaal naar AM geconverteerd worden. Uitzondering zijn de FM signalen in de band tussen 950 en 1700 MHz omdat daarbij gebruik gemaakt kan worden van commercieel beschikbare satelliet tuners die het signaal direct omzetten in basisband video. Op het ogenblik nog als apart kastje maar binnenkort geintegreerd in de wat duurdere TV's.



Figuur 1: Een schema van een optisch systeem voor de transmissie van videosignalen.



Figuur 2: De karakteristiek van een halfgeleider laser, waarbij het optisch vermogen uitgezet is tegen de stroom door de laser.

tabel 1: De in optische communicatie gebruikte frequentie banden voor de transmissie van videosignalen.

AM (VSB)	50-860 MHz VHF + UHF	standaard TV tuner
FM	< 900 MHz	
FM	950-1750 MHz	satelliet tuner
FM	2.1-4.7 GHz	

Ruis in een optisch systeem.

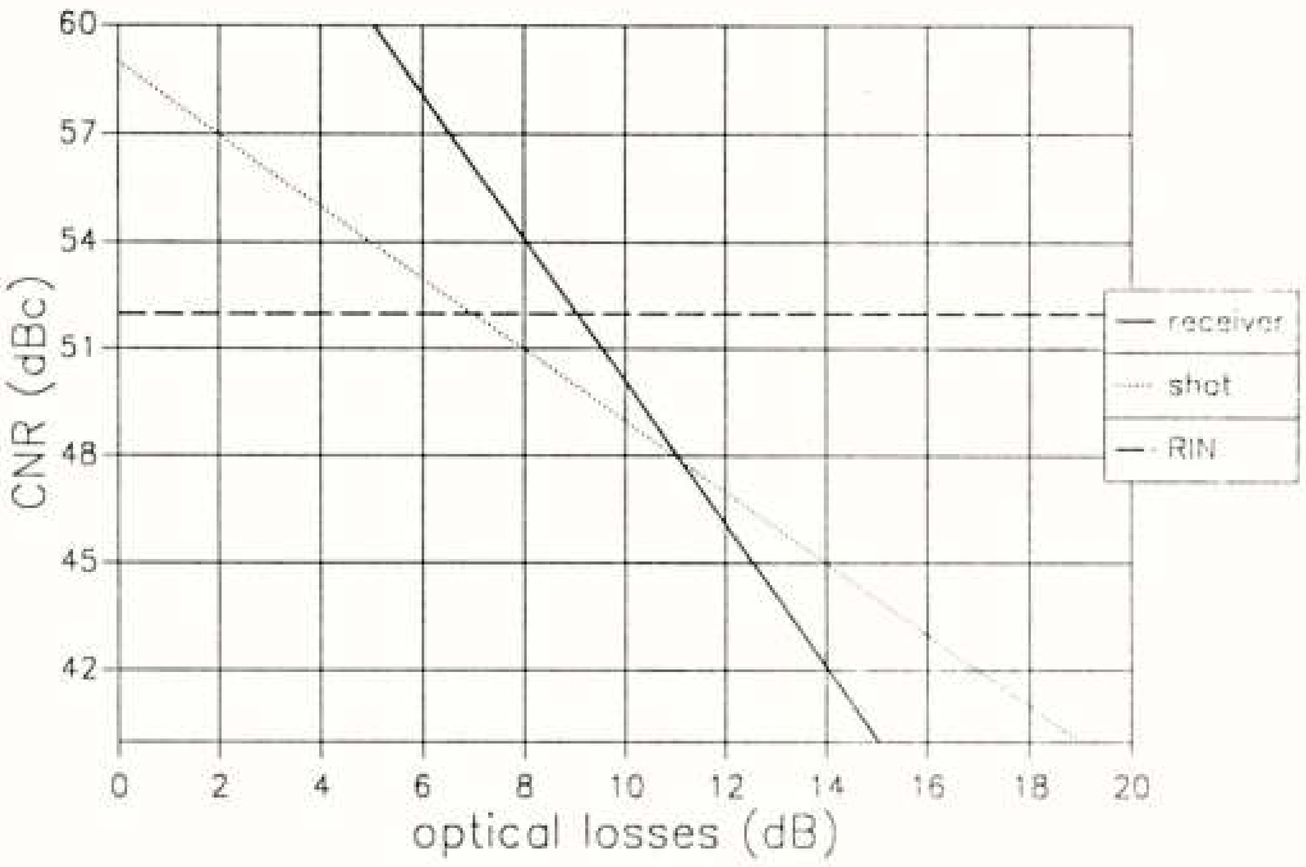
Een van de problemen van een optisch systeem is de extra ruis die ontstaat in de laser en in de fotodiode. Naast deze twee ruisbronnen heeft men te maken met de gebruikelijke thermische ruis in de ontvanger.
De laser ruis, meestal "relative intensity noise" (RIN) genoemd, wordt als volgt gedefinieerd:

$$RIN = \frac{< p^2 >}{P_{dc}^2} \; dB/Hz$$

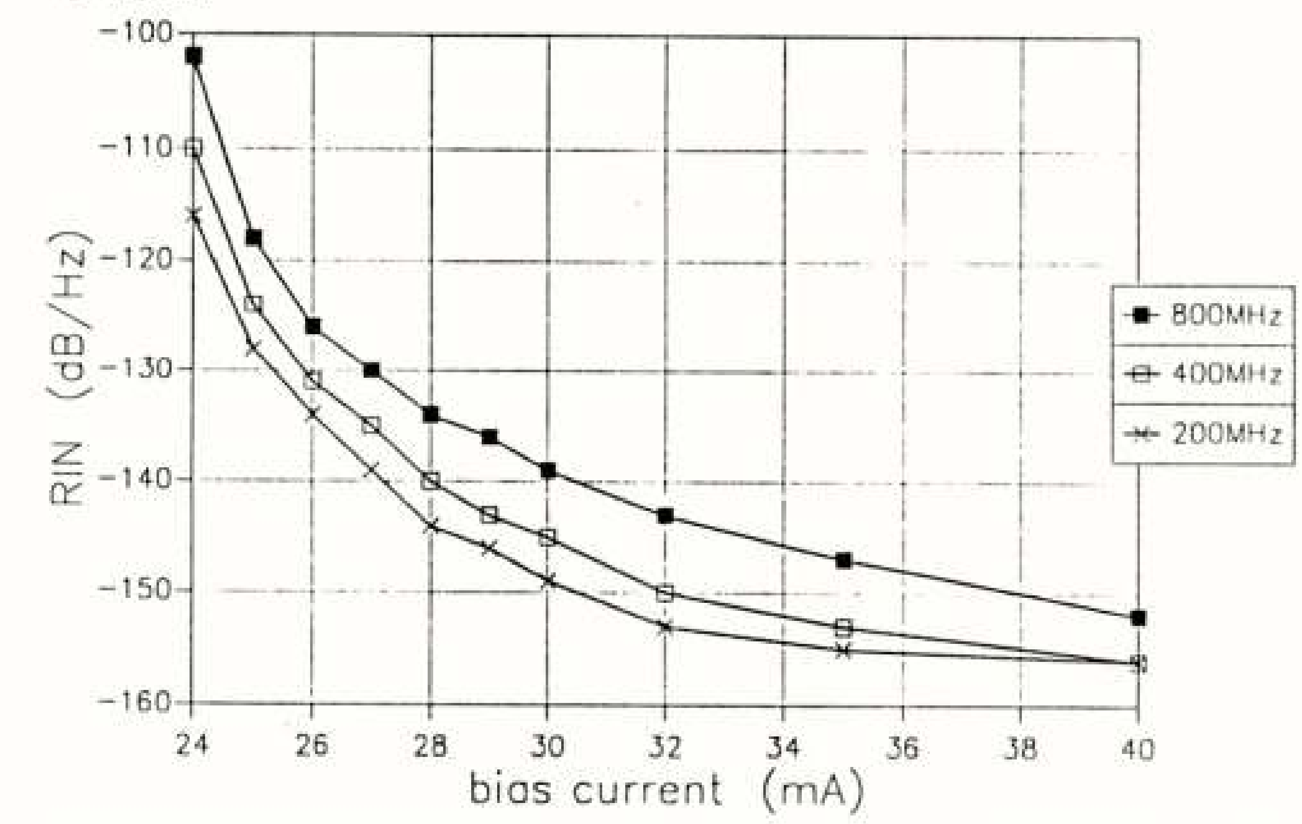
Hierin is $< p^2 >$ de gemiddelde optische ruisvermogen per Hertz ruisbandbreedte en P_{dc} het gemiddeld optische vermogen (bias instelling). Aangezien de gedetecteerde stroom na de fotodiode evenredig is met het optisch vermogen kan voor p en P_{dc} ook i en I_{dc} geschreven worden.
Door het statistisch karakter van de omzetting van fotonen in electron-gat paren is in de fotodiode sprake van hagelruis (shotnoise). Deze bijdrage is evenredig met de elementaire lading (e) en de totale stroom door de fotodiode (I_{dc}) .
In de ontvanger wordt de fotostroom omgezet in een (versterkte) spanning waarbij tevens sprake is van thermische ruis. In de optische communicatie wordt deze meestal uitgedrukt als een equivalente ruisstroom (i_{eq}) parallel aan de fotodiode. De signaal/ruis verhouding of beter de draaggolf/ruis verhouding (CNR) is dan als volgt te schrijven:

$$CNR = \frac{< i_s^2 >}{RIN \; I_{dc}^2 B + 2eI_{dc}B + < i_{eq}^2 > B}$$

B is hierin de bandbreedte van het signaal en i_s de effectieve stroom van de draaggolf.
Ter indicatie kan vermeld worden dat voor AM/VSB een CNR van ongeveer 50 dB vereist is, terwijl een FM signaal een CNR van ongeveer 14 dB nodig heeft (tabel 2). In figuur 3 is de bijdrage van de verschillende ruisbronnen tot de CNR als functie van de optische demping weergegeven. Bij lage demping zal de laser de grootste ruis veroorzaken terwijl bij grotere demping de ontvanger de beperkende factor is. In deze figuur is voor de laser een RIN waarde van -150 dB/Hz gebruikt, wat overeenkomt met een goede "distributed feed-back" (DFB) laser die door middel van een optische isolator afgeschermd is van reflecties in het optische systeem (fig. 4). De eigenschappen van een laser worden nadelig beinvloed door deze reflecties. De eenvoudiger "Fabry-Perot" (FP) laser heeft in het algemeen een RIN waarde slechter dan -135 dB/Hz en is daardoor minder geschikt voor meerkanaals AM systemen.



Figuur 3: De bijdrage van de verschillende ruisbronnen als functie van de optische demping. Voor dit figuur is verondersteld: een optisch vermogen uit de laser van 2 mW, een RIN van -150 dB/Hz, m=0.04, i_{eq} = $6pA/\sqrt{Hz}$ en B = 5 MHz.

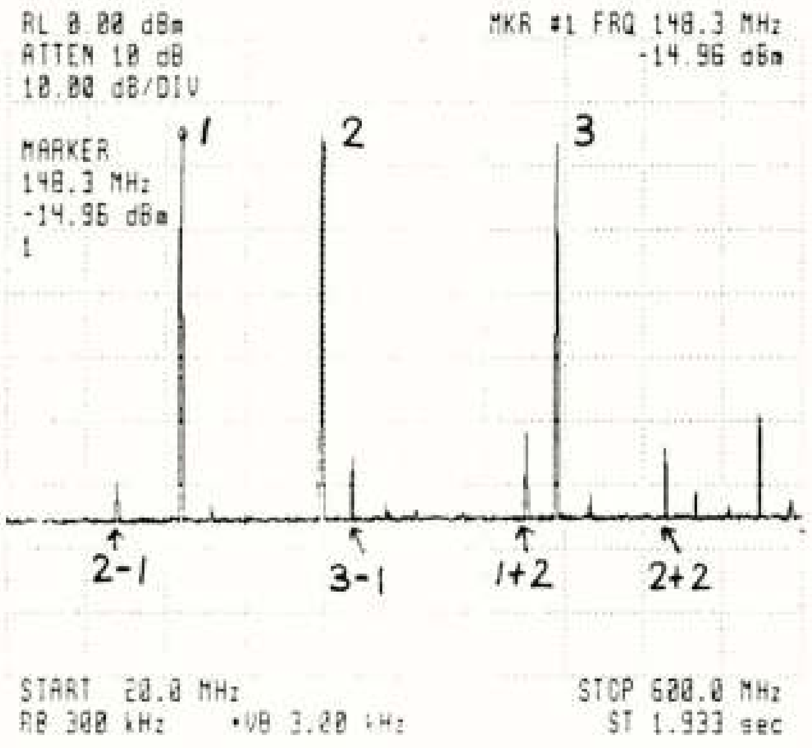


Figuur 4: De "relative intensity noise" van een DFB laser met optische isolator als functie van de biasstroom.

Distorsie van het signaal.

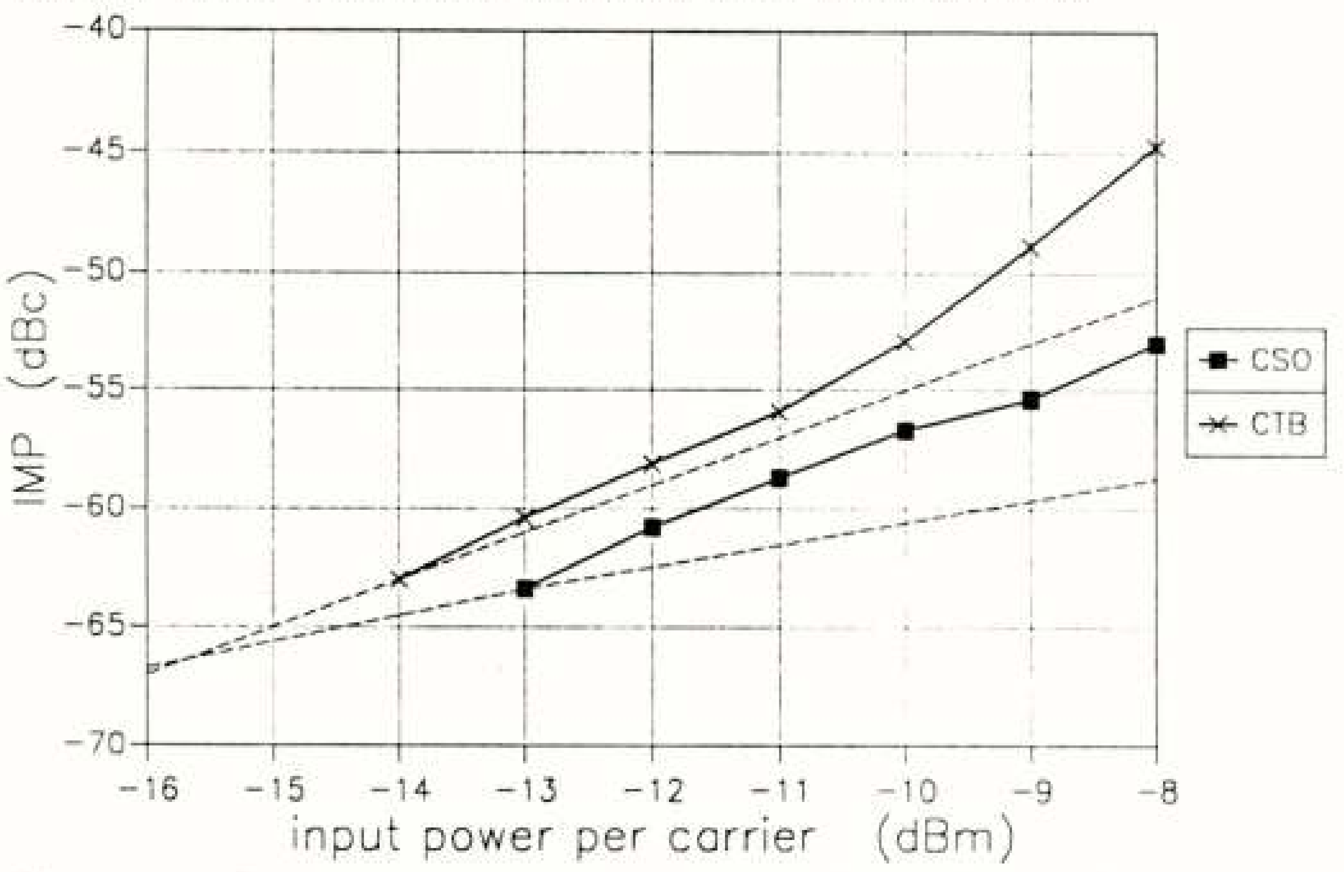
Doordat de actieve componenten van geen enkel systeem perfect lineair zijn, zullen de signalen vervormen wat resulteert in de vorming van nieuwe bijdragen die een som of verschil zijn van de in het signaal aanwezige frequenties. Deze intermodulatie producten (IMP) hebben een storende invloed op het videobeeld wanneer zij voorkomen in de buurt van andere draaggolven. In figuur 5 zijn de IMP van een niet-lineair systeem met drie draagolven te zien. Men kan onderscheid maken tussen IMP afkomstig van 2 draaggolven en IMPs afkomstig van 3 draaggolven. Sommatie van de vermogens van alle IMPs die op dezelfde frequentie vallen

levert respectievelijk de "composite second order" (CSO) en "composite triple beat" (CTB).



Figuur 5: De intermodulatieproducten van 3 draaggolven ten gevolge van de niet-lineairiteit van het systeem. In een optisch systeem is de laser meestal het meest niet-lineaire element.

We kunnen onderscheid maken tussen de distorsie veroorzaakt doordat een gedeelte van het signaal onder de drempelstroom van de laser komt (m > 1) en de distorsie door de niet-lineairiteit van de laserkarakteristiek zelf. De niet-lineairiteit van de laser is vaak moeilijk te beschrijven omdat naast de modulatieindex per draaggolf het aantal draaggolven, bias stroom, frequentie en reflectie van licht terug in de laser invloed hebben. Door de gecompliceerdheid is het moeilijk de eigenschappen van een systeem met vele draaggolven te berekenen uit metingen gedaan met slechts enkele draaggolven. Dit kan tot gevolg hebben dat bestaande meetprocedures in CATV netwerken aangepast moeten worden bij de introductie van glasvezel in het netwerk.

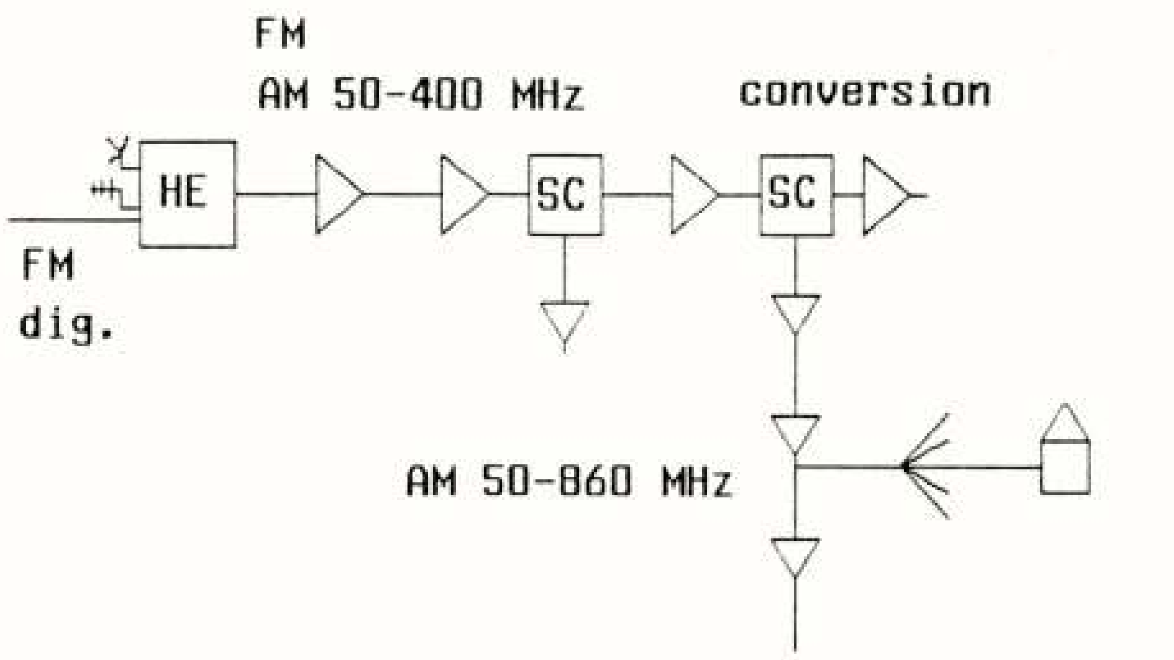


Figuur 6: Resultaten van CSO en CTB metingen in een systeem met 25 draaggolven. Het vermogen van de CSO en CTB ten opzichte van het vermogen van de dragolf is weergegeven als functie van het electrisch vermogen per draaggolf. Bij een optisch vermogen van 2 mW komt -16 dBm overeen met een modulatieindex van 0.04 .

Net als bij de ruis bestaan er in de verschillende landen verschillende meetmethoden voor de bepaling van het vermogen van de IMP in verhouding met het vermogen van de draaggolf. De specificaties voor de gewenste intermodulatieafstand kunnen daardoor iets verschillen. Ter indicatie kan aangehouden worden dat voor AM/VSB de CSO en CTB kleiner dan -60 dB ten opzichte van het draaggolfvermogen (dBc) moeten zijn. Figuur 6 toont de resultaten van CSO en CTB metingen voor een DFB laser met isolator in een systeem met 25 draaggolven.

Systeem voorbeeld 1: AM systeem voor CATV trunk.

In figuur 7 is een Nederlands kabelnetwerk schematisch weergegeven. De diverse TV (en radio) signalen komen binnen bij het kopstation (HE) en worden geconverteerd naar het gewenste type en de juiste frequentie. In het lokale verdeelnet (trunk) worden deze signalen naar de wijken gedistribueerd. Omdat hier de grootste afstand overbrugd wordt, zijn alle kanalen naast elkaar gestapeld in een zo laag mogelijke frequentieband. In het wijkcentrum (SC) wordt een gedeelte van de kanalen weer geconverteerd naar hogere frequenties zodat bij de abonnee de gehele band tot 860 MHz bruikbaar is. Dit is noodzakelijk omdat de TV tuner niet geschikt is voor de draaggolfverdeling zoals die in het lokaal verdeelnet gehanteerd wordt. Wanneer men nu dit lokale verdeelnet vervangt door een glasvezel zal men het aantal versterkers in de totale verbinding drastisch verminderen. Tevens kan men indien men gebruik maakt van AM/VSB in de hele band tot 860 MHz de conversie in het wijkcentrum overslaan.

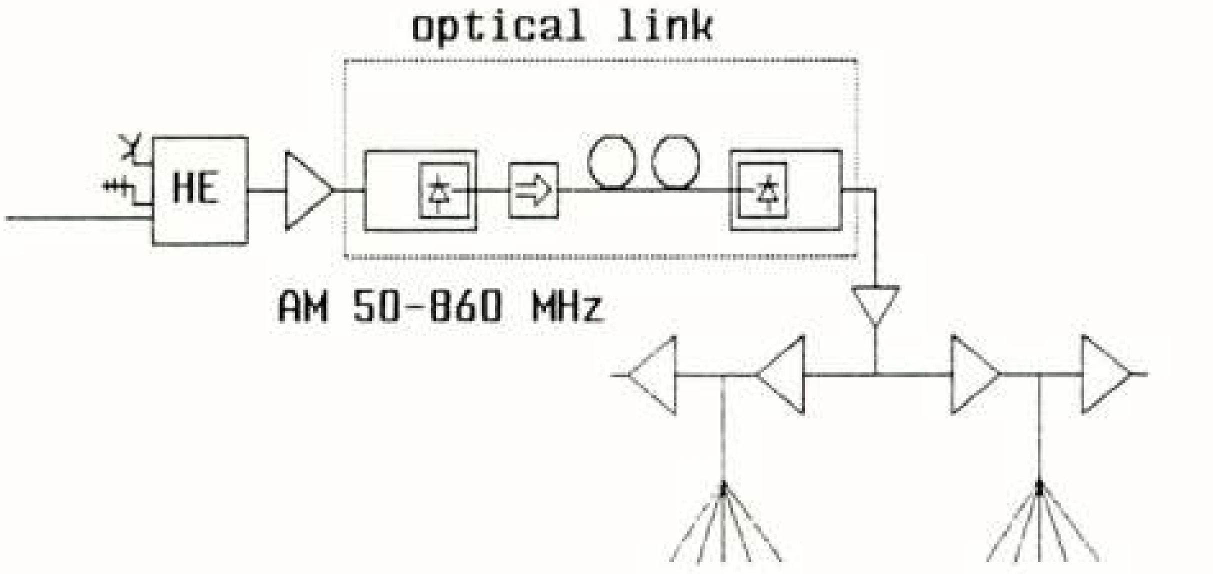


Figuur 7: Een schema van een CATV netwerk. De bij het kopstation (HE) binnenkomende signalen worden via het lokaal verdeelnet naar de wijkcentra (SC) vervoerd, waarna distributie naar de abonnee plaatsvindt.

tabel 2: De verschillen tussen een AM en een FM systeem.

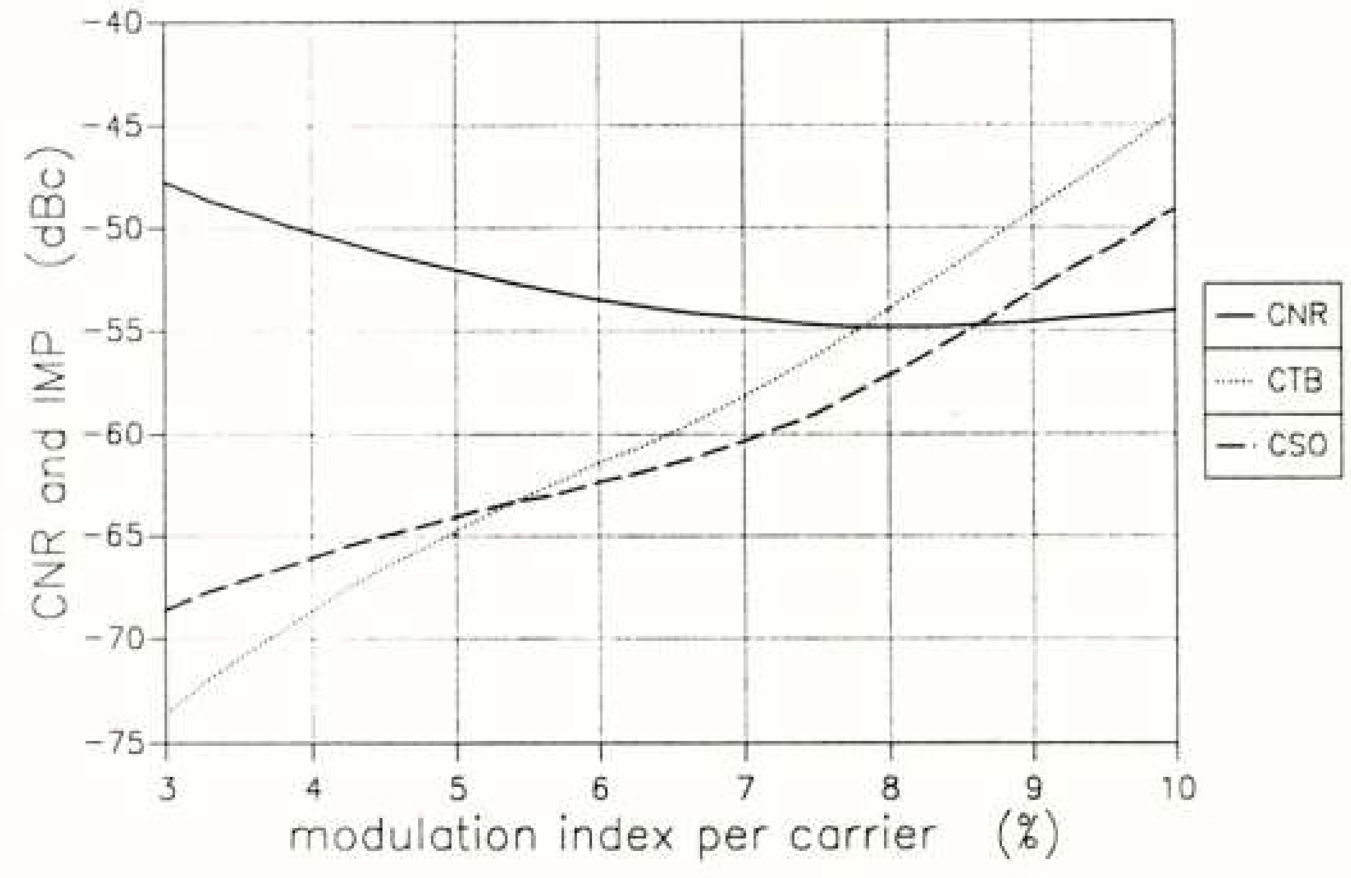
	AM	FM
bandbreedte	5	30 MHz
CNR	50 dB	14 dB
CSO,CTB	-60 dB	
laser	DFB	FP
opt. isolator	+	-
opt. demping	5-10	15-25 dB
conversie	-	FM > AM
beschikbaar	±	+

In tabel 2 kan men de voor- en nadelen van AM ten opzichte van FM zien. Ondanks de veel hogere eisen die aan de componenten gesteld worden en het kleinere optische budget zal men indien mogelijk voor AM kiezen. Het kleinere aantal FM kanalen dat in een gegeven bandbreedte past en een noodzakelijke conversie van FM naar AM in het wijkcentrum maken een FM oplossing minder aantrekkelijk. Alleen wanneer zeer grote afstanden overbrugd moeten worden of een zeer hoge kwaliteit vereist is, zal een FM oplossing aantrekkelijk kunnen zijn. Natuurlijk geldt dit niet voor de in voorbeeld 2 genoemde toepassing van een satelliet tuner.



Figuur 8: Een CATV netwerk met een optische trunkverbinding.

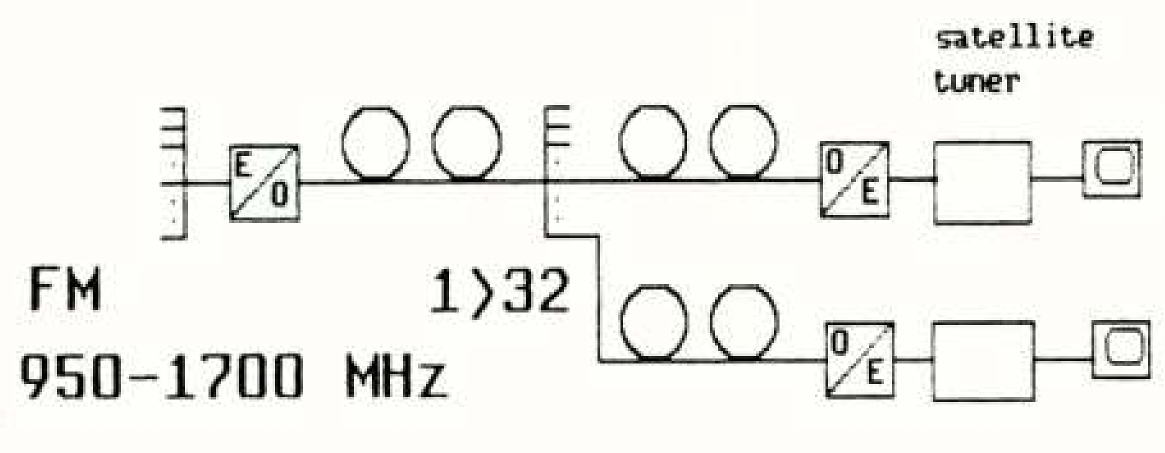
Stel dat men een optische trunk wil hebben voor 30 AM kanalen verdeeld over de VHF en UHF band (tot 860 MHz) (fig. 8). Met een beschikbaar optisch budget van 5 dB kan een verbinding van 10 km gemaakt worden. Door de hoge eisen die gesteld worden, is het gebruik van een DFB laser met optische isolator noodzakelijk. We veronderstellen een RIN van -150 dB/Hz en een optisch vermogen van 2 mW. Voor de distorsie worden de waarden van figuur 6 gebruikt. Dit zijn realistische waarden voor de best beschikbare lasers op dit ogenblik. Voor de equivalente ruisbron van de ontvanger veronderstellen we een waarde van 6 $pA/\sqrt{Hz}$. Ook dit is een realistische waarde. Bovenstaande getallen kunnen in een model van het systeem opgenomen worden waarna de in figuur 9 weergegeven waarden voor CNR, CSO en CTB ontstaan. Gezien de gecompliceerdheid van het niet lineaire gedrag geven de CSO en CTB getallen alleen indicaties. Men kan zien dat zo'n systeem zal voldoen aan eerder vermelde systeemspecificaties. Wil men echter 40 of meer kanalen hebben en het optische budget nog wat vergroten dan zal men over betere lasers moeten beschikken. De verwachting is wel dat met de huidige onderzoeksinspanning betere lasers binnen enkele jaren beschikbaar zullen zijn.



Figuur 9: CNR, CSO en CTB voor een optisch systeem met 30 kanalen en een optisch budget van 5 dB.

Voorbeeld 2: FM systeem voor MATV.

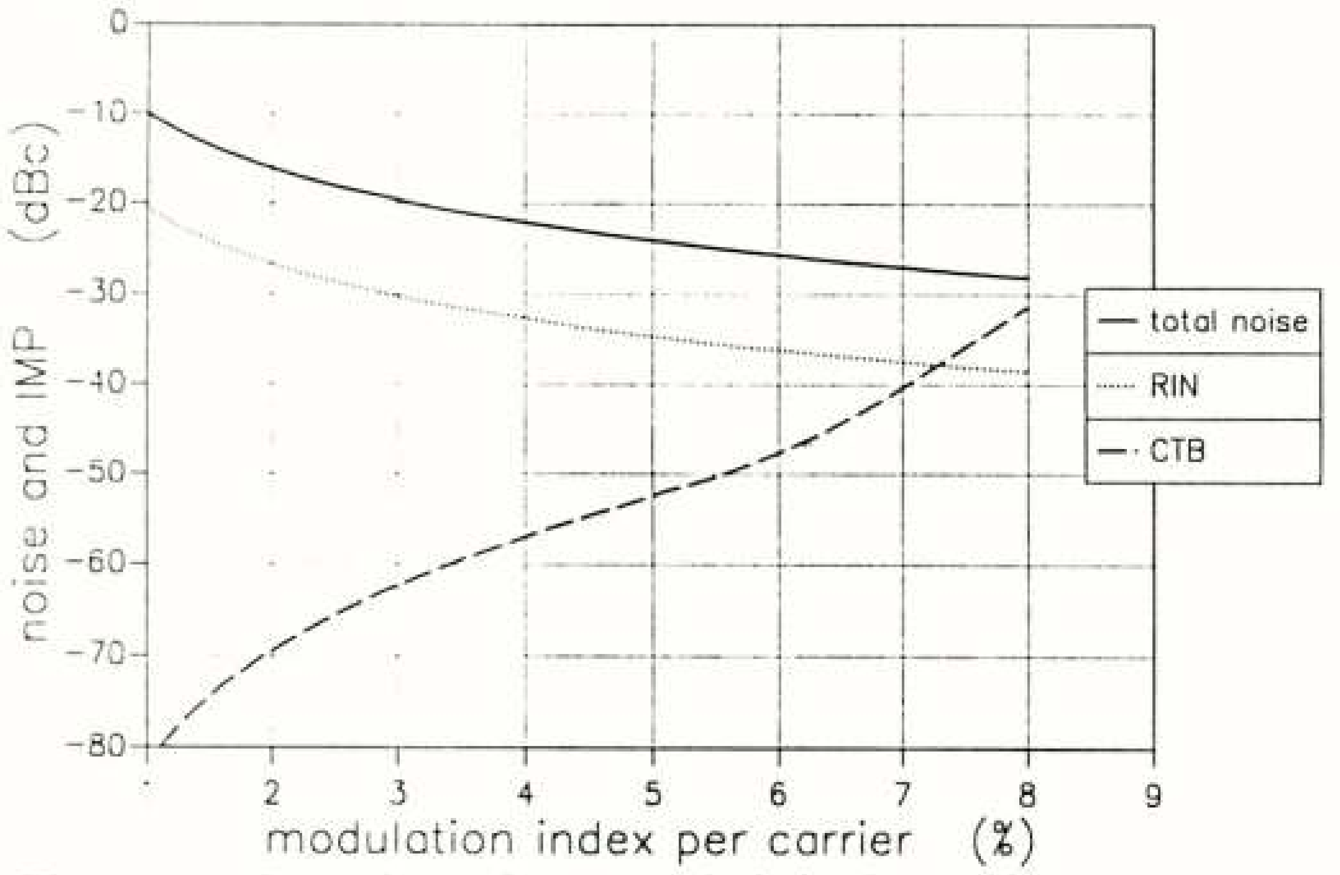
Het is al eerder vermeld dat FM systemen interessant kunnen zijn in combinatie met een FM tuner. Een voor de hand liggende mogelijkheid is dan het gebruik van de satelliet tuner. Deze tuner zet de FM signalen in de band tussen 950 en 1700 MHz om in een basisband videosignaal of een AM draaggolf die door een normale TV ontvangen kan worden. Dit systeem heeft niet het nadeel dat alle kanalen naar AM geconverteerd moeten worden zoals in een FM trunkverbinding, slechts het geselecteerde kanaal wordt geconverteerd. In vergelijking met een AM systeem, kan men voor zo'n systeem een eenvoudiger en dus goekopere laser (Fabry-Perot) gebruiken en heeft men een groter optische budget tot zijn beschikking waardoor ook een distributie naar bijvoorbeeld 32 abonnees gerealiseerd kan worden.



Figuur 10: Een FM systeem in de frequentieband van 950 tot 1700 MHz, waarbij men gebruik maakt van een satelliet tuner. Door het grote optische budget is distributie naar meerdere locaties mogelijk.

In figuur 10 is een schema van zo'n systeem voor master antenne TV (MATV) toepassingen te zien. Deze systemen

komen voor in bijvoorbeeld hotels, conferentieoorden en bedrijven. Door de distributie mogelijkheden komen dit soort systemen misschien ook in aanmerking voor de genoemde "fibre to the home" projecten.



Figuur 11: De ruis en intermodulatieproducten in een FM systeem met 25 draaggolven en een optische demping van 20 dB als functie van de modulatieindex per draaggolf.

Stel dat men een systeem wil hebben van 25 videokanalen gedistribueerd naar 32 abonnees. Het noodzakelijke optisch budget is dan 15 dB voor de splitsingen en 5 dB voor de demping in de glasvezel en in connectoren. We maken nu gebruik van een FP laser zonder isolator met een RIN van -135 dB/Hz en en een optisch vermogen van 2 mW. In figuur 11 is het resultaat van de CNR, en CTB te zien als functie van de modulatieindex per draaggolf. Tweede orde harmonischen (CSO) zijn in dit systeem helemaal afwezig omdat alle kanalen binnen een octaaf liggen. Uit de berekeningen volgt dat de laser ruis geen enkele invloed heeft en dat ook de distorsie geen problemen oplevert wanneer een CNR van 14 dB vereist is.

Conclusies.

Ik hoop in het voorgaande duidelijk gemaakt te hebben dat de huidige sterke opbloei van analoge transmissie via glasvezel te danken is aan het beschikbaar komen van verbeterde componenten en aan het aanwezig zijn van duidelijke toepassingen. De beste lasers die op het ogenblik beschikbaar zijn, voldoen aan de huidige wensen voor gebruik in CATV netwerken. Grote inspanning is echter nodig om deze lasers ook in voldoende grote aantallen te kunnen produceren. Daarbij komt dat de vraag naar meer kanalen en de introductie van HDTV nog betere lasers in de nabije toekomst noodzakelijk maken. Echter, de huidige coax netwerken kunnen deze toekomstige uitbreidingen niet of slechts tegen zeer hoge kosten verwezenlijken waardoor de introductie van glasvezel in het netwerk nauwelijks te omzeilen is. Tegelijkertijd met de introductie van glasvezel zal gekeken moeten worden of de huidige netwerkstructuur wel optimaal is voor glasvezel en zullen systeemspecificaties aangepast moeten worden.

De andere kans ligt op het gebied van de genoemde "fibre to the home" projecten. Videodistributie met analoge signalen kan daarbij voor de korte termijn een aantrekkelijk alternatief voor digitale transmissie zijn, waardoor de introductie van dit soort netwerken versneld kan worden.

Duidelijk mag zijn dat wanneer dit binnen enkele jaren verwezenlijkt moet zijn men wel degelijk kan spreken van: een nieuwe uitdaging voor de optische communicatie.

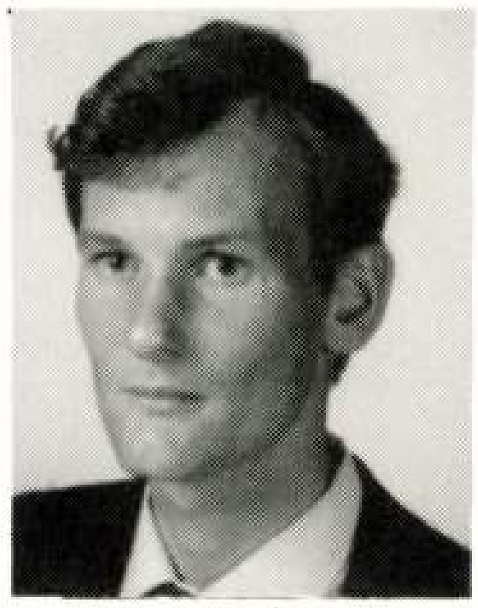
Literatuur:

K. Fujito e.a.: "Wideband analog optical link for multichannel TV signals". 11th European conf optical communication, Venetie 1985.

G. Guekos e.a.: "Potentials of fiberoptic multichannel television transmission by analog modulation." 13th Intern. Television Symp. Montreux, 1983.

R. Olshanski e.a.: "RF multiplexing techniques applied to video distribution in local networks". 13th European conf. optical communication, Helsinki 1987

Voordracht gehouden tijdens de 377e werkvergadering.



Ir. J.H. Angenent



Ir. A.M.J. Koonen



Dr.Ir. W. van Etten



Ir. R.T. Sennema



Ir. R.J.F. de Vries

THE INSTITUTION OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS
BENELUX SECTION
(377e werkvergadering)
NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
KONINKLIJK INSTITUUT VAN INGENIEURS
AFDELING TELECOMMUNICATIE

UITNODIGING

Voor de lezingendag op **donderdag 19 april 1990** in het **Auditorium** van de Technische Universiteit Eindhoven, Den Dolech 2, Eindhoven.

THEMA: Breedband communicatiesystemen

PROGRAMMA

9.15 - 9.45	Ontvangst, koffie + thee	
9.45 - 10.30	**Ir. J.H. Angenent** (Philips Natuurkundig Laboratorium) ''Analoge videotransmissie via glasvezel; een nieuwe uitdaging voor optische communicatie''	
10.30 - 11.15	**Ir. A.M.J. Koonen** (APT-NL) ''Hoge snelheid optische transmissie technieken voor het locale net''	*)
11.15 - 11.45	koffie + thee	
11.45 - 12.30	**Dr.Ir. W. van Etten** (TU Eindhoven, fac. Electrotechniek) ''Grondslagen van de optische coherente ontvangst''	
12.30 - 14.00	Lunch	
14.00 - 14.45	**Ir. R.T. Sennema** (APT-NL) ''Asynchronous Transfer Mode netwerkaspecten''	
14.45 - 15.15	thee + koffie	
15.15 - 16.00	**Ir. R.J.F. de Vries** (PTT Research Neher Laboratorium) ''Asynchronous Transfer Mode schakelarchitecturen''	

Aanmelding voor de lezingendag dient te geschieden **vóór 1 april** d.m.v. de aangehechte kaart, gefrankeerd met 55 cent. Lunch reservering vindt slechts plaats indien **vóór 1 april** een bedrag van *f* 20,– is ontvangen op postrekening 3099125 t.n.v. Penningmeester Benelux Section IEEE, Gen. v. Portlandlaan 39, 5623 KZ Eindhoven, onder vermelding van ''breedband''.
Leden van IEEE, NERG en KIVI hebben gratis toegang tot de lezingen. NIET-LEDEN DIENEN EEN ENTREE-PRIJS TE BETALEN VAN *f* 15,– (storting op bovenstaande postrekening o.v.v. deelname breedband niet-lid). Deelnemers dienen de uitnodigingskaart mee te nemen en op verzoek te tonen bij de toegang tot het gebouw.

Eindhoven, februari 1990.

Dr.Ir. W.J. van Gils,
programma coördinator IEEE Benelux Section,
tel 040-744707

*) Op deze plaats had het artikel van Ir. A.M.J. Koonen moeten beginnen. Door een vergissing is dit reeds in het vorige nummer op pagina 67-72 gepubliceerd. Op pagina 72 staat onderaan: "Voordracht gehouden tijdens de 376e werkvergadering". Dit nummer had 377e moeten zijn. Onze excuses.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Nieuwe leden

Ir. E.W. Kolk, Grote Belt 153, 2133 GW HOOFDDORP.

Ir. M.H.A. Paquay, Kwartelstraat 11, 2623 PH DELFT.

Nieuwe adressen van leden

J.A. Kegel, Ahuislanden 287, 7542 AK ENSCHEDE.

COHERENT OPTICAL FIBRE COMMUNICATION

by W. van Etten

Eindhoven University of Technology, Department of Electrical Engineering

Abstract Advantages of optical coherent reception are given, namely: higher selectivity and greater sensitivity than direct detection. The basic principles of optical coherent detection are dealt with. Schemes are given for balanced mixer receivers as well as phase diversity receivers with {3x3} and {4x4} optical hybrids. Finally, some attention is paid to the polarisation aspects in coherent systems.

I INTRODUCTION

Intensity modulation (IM) is most widely used for optical communication nowadays. At the receiving end of a communication system, the information carrying signal is recovered by detecting the power of the received optical wave. This kind of detection is called direct detection (DD), and systems operating in this way are called IM/DD systems. Intensity modulation is a form of AM. We wonder whether other modulation formats, such as FM and PM, are suitable for optical fibre systems, and if so, whether they would have any advantages over the IM/DD system. These questions are answered in the affirmative, as will be shown below, but implementing these types of modulation requires more complex circuits, especially at the receiving end of the communication link. It becomes clear that FM or PM signals can never be recovered by direct detection; however, if the received optical wave is mixed with light from a local oscillator laser, an IF signal is created, which contains both the phase and frequency information of the transmitted signal. This technique, which is well–known in radio reception, is called heterodyne reception when the local oscillator has a different frequency from the transmitter laser, but it is called homodyne reception when the local oscillator is synchronised in phase with the transmitting laser. Optical homodyne reception is a very difficult technique to implement for two reasons. Firstly, it requires accurate matching of the wavefronts and, secondly the bandwidth of the phase–locked loop and the linewidth of the lasers are critical [1]. Semiconductor lasers cannot meet the linewidth requirements without additional provisions, such as an external cavity.

Coherent detection has two big advantages:

1/ Higher selectivity. Mixing the information signal to a frequency band which can be processed electronically, allows a selective electrical filtering to be used, rather than optical filtering of the different multiplexed channels. So, it is possible to place the channels close together for a more efficient use of the bandwidth potential. The channel selection is easily done by tuning the local oscillator laser.

2/ More sensitivity. By mixing the information signal with a much larger power from the local oscillator laser the signal received is amplified. In this way, the receiver noise (due to the dark current of the photodiode and the thermal noise of the amplifier) will become less significant. This will be of special interest in the large wavelength range (1.3 – 1.6 μm), where the dark current is considerable. Coherent systems can approach the quantum limit much closer than IM/DD systems.

A disadvantage is that the receiver is much more complicated. In addition, laser diodes are required which have extremely high spectral purity and stability. For a high bit rate heterodyne system, DFB or DBR lasers will meet the requirements.

II BASIC PRINCIPLES OF OPTICAL COHERENT SYSTEMS

Unlike direct detection, where the received optical signal is directly applied to a photodiode which generates a current proportional to the optical power received, the coherent receiver adds a locally generated optical wave to the optical received wave, before sending the combined waves to a photodiode (see Fig.1). In that diagram, the photodiode current contains all the information of the signal, including power, phase and frequency, but they are converted to a lower frequency so that further signal processing can be performed easily with electronic circuitry. The combination of two optical waves is achieved with either a beam splitter or a fibre coupler.

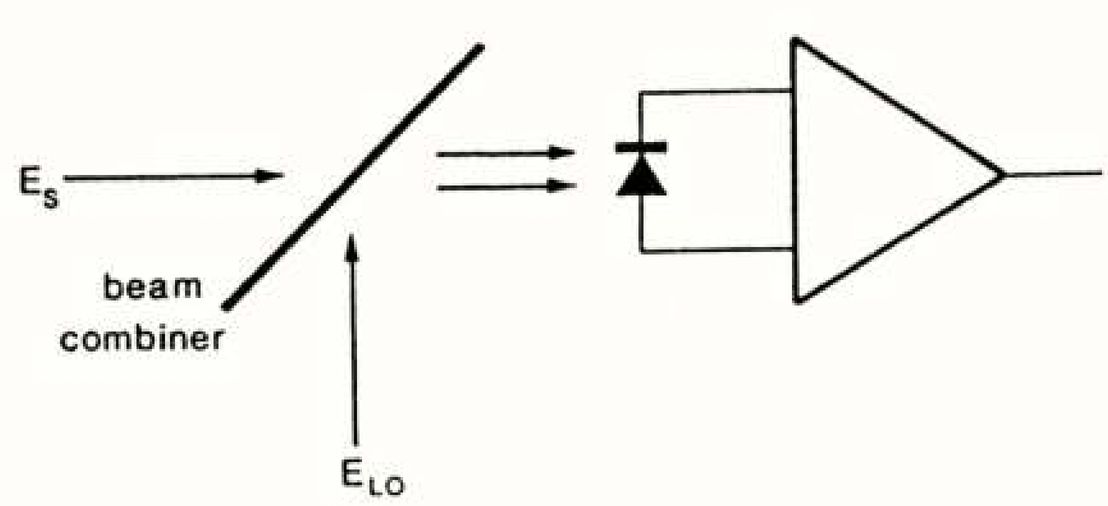


Fig.1. Principle of operation of the coherent optical receiver.

Let us suppose that both the signal wave and local oscillator wave are polarised linearly in the same direction and let us denote these two waves respectively by:

$$E_s = E_0 \exp\,[j\{\omega_0 t + \phi_0(t)\}], \tag{1}$$

$$E_{lo} = E_l \exp\,[j\{\omega_l t + \phi_l(t)\}]. \tag{2}$$

The addition of these two waves is done in the beam combiner and the photodiode gives a current proportional to the power of the sum of the waves

$$I \propto (E_s+E_{lo})(E_s+E_{lo})^* = \\ = E_0^2+E_l^2+2E_0E_l\cos\{(\omega_0-\omega_l)t + \phi_0(t)-\phi_l(t)\} = \\ = P_0+P_l+2\sqrt{P_0P_l}\cos\{(\omega_0-\omega_l)t + \phi_0(t)-\phi_l(t)\}. \tag{3}$$

In this expression the first term P_0 is the power of the signal received and the second term P_l is the power of the local oscillator. The third term is the most interesting one; the first term, which provides the photocurrent for direct detection, is weaker by a factor $2\sqrt{P_l/P_0}$. Moreover, the third term also contains all the information of the received signal, namely the amplitude $\sqrt{P_0}$, the frequency ω_0 and the phase $\phi_0(t)$. The magnitude of this third term can be increased by boosting the local oscillator power P_l. When the local oscillator is phase–locked to the signal wave, the third term will represent a baseband signal, then, the receiver is called a homodyne receiver. In the absence of this phase–lock, the third term will be an IF signal and the receiver will be a heterodyne type.

Before practical coherent systems can be imple–mented, some technical difficulties must be overcome [2,3]:

1/ Frequency stable light sources must be available. Semiconductor lasers are most widely used as the light sources in optical fibre communication systems. Typical IF frequencies lie in the range of 0.2 to 2 GHz, which is 10^{-6} to 10^{-5} times greater than the signal frequency; this puts severe restrictions on the stability of the semiconductor laser frequency.

2/ Both the amplitude and the phase of semicon–ductor lasers are noisy. This noise decreases the SNR and reduces the performance of the system. For that reason, the spectral purity of the lasers will have to be improved and their linewidth reduced.

3/ For homodyne systems, the local oscillator laser has to be phase–locked to the optical wave received and this requires a small laser linewidth and a large bandwidth for the phase–locked loop. For heterodyne systems, frequency–locking is sufficient [4] and easier to achieve; in the receiver, the local oscillator laser tracks the frequency of the optical wave received.

4/ Since small linewidth lasers keep their spectral purity only when back reflections are prevented from entering the laser cavity, these lasers must be isolated optically. Small cheap optical isolators must be developed which can be built into the laser housing.

5/ Amplification of the received signal by the local oscillator is only effective when the polarisation states of the two waves coincide. Random fluctuations in the polarisations can be prevented by using polarisation–maintaining fibres, or handeled by a polarisation control scheme or by a polarisation diversity scheme; they will be dealt with later on in this chapter.

6/ Further research is needed to determine which modulation/demodulation scheme can give the best performance when used in an optical coherent communication system.

Modulation of the optical wave transmitted can be either direct, by means of the semiconductor laser drive current, or indirect by means of an external modulator. Although direct modulation seems to be the obvious choice for AM, it has a big disadvantage, namely, modulating the drive current not only modulates the optical power but also the laser frequency. This frequency is modulated by 1–5 GHz/mA [5], which can cause undesirable chirping of the laser frequency. Chirping causes more dispersion in the fibre and leads to serious problems in a coherent receiver, due to an undefined IF frequency. Direct FM is quite simple. Small modulations of the current can produce a relatively large frequency modulation; while, modulation of the amplitude will remain small. External modulation seems to be the best method for AM and PM. Several types of external modulator have been developed, either using semiconductor material [6,7] or glass such as $LiNbO_3$ [8]. Modulation of the intensity may be based on one of the following physical effects, which can be varied in an electric field: loss, directional coupling of optical waveguides, Mach–Zehnder interferometer or total internal reflection. External intensity modulation does not yet guarantee the absence of chirping. The loss modulator and the directional coupler when used specifically show chirping just as in the direct modulation case. On the other hand, the Mach–Zehnder and total internal reflection modulators are chirp free. The same holds for the directional coupler modulator when used in a proper manner [9]. Phase modulation is accomplished by changing the refractive index of a semiconductor material or $LiNbO_3$ waveguide under the influence of a transverse electric field applied via electrodes on either side of the waveguide.

In any case, the temperature of a semiconductor

laser has to be stabilised, since its frequency is very sensitive to temperature changes, namely in the range 10—20 GHz/K [5]. It requires a temperature stability of $10^{-2} - 10^{-3}$ K.

Due to the rigid requirements for the coherence of the received optical wave, only single mode fibres can be used in coherent detection systems. The purity and stability of the laser spectrum lead to a small pulse broadening due to dispersion of the fibres. So, coherent systems permit very large bandwidth transmission, especially when the operating wavelength is in the vicinity of the dispersionless wavelength.

III SIGNAL–TO–NOISE RATIO OF COHERENT OPTICAL RECEIVERS

For the signal–to–noise ratio, we believe that the third term of Equation (3) is the information carrying signal that is most interesting; whereas, all the terms do contribute to shot noise. However, when the signal has a zero mean value, the mean value of the shot noise variance is determined by the second term, namely the power of the local oscillator. The SNR for the coherent detection scheme can be written as

$$\frac{S}{N} = \frac{(RP_0)^2}{Be[RP_0 + \frac{P_0}{P_l} I_d] + \frac{P_0}{2P_l}\frac{\sigma^2{}_{th}}{H^2}}, \qquad (4)$$

whereas the SNR for IM/DD systems reads

$$\frac{S}{N} = \frac{(RP_0)^2}{2Be[RP_0 + I_d] + \frac{\sigma^2{}_{th}}{H^2}}. \qquad (5)$$

In Equations (4) and (5):
R = responsitivity of the photodiode
B = equivalent noise bandwidth of the receiver
e = electron charge
I_d = darkcurrent of the photodiode
$\frac{\sigma^2{}_{th}}{H^2}$ = thermal noise of the receiver, transferred to the receiver input.

Equation (4) is valid for the heterodyne case. For a homodyne receiver, the cosine in the signal term always amounts to unity and so the signal power and SNR become twice as large. The improved sensitivity of coherent detection becomes apparent when Equation (4) is compared with Equation (5), which is the SNR expression for direct detection. In practical situations, the local oscillator power P_l will be much larger than the signal power P_0, when it has traversed a long length of fibre. The comparison shows that the photocurrent from the dark current in the coherent system is reduced by a factor of P_0/P_l. Moreover, the thermal noise is reduced by a factor of $P_0/(2P_l)$. In this case, the local oscillator power will act in the same way as the avalanche gain of an APD, but it will do more, namely it also reduces the influence of all the shot noise terms which are uncorrelated to the signal. In this way, a coherent system can approach the shot noise limit very closely. In order to calculate this shot noise limit for various modulation/demodulation methods, let us consider, firstly, a binary ASK (OOK) system with coherent (electric–al) detection of the IF signal. For this purpose, let us assume that the (electrical) local oscillator has an amplitude of unity. In the noise considerations all terms in the denominator of Equation (4) that involve the factor P_0/P_l are neglected. Moreover, the noise is independent of the transmitting level within this approximation. Due to the large value of the shot noise variance, which is dominated by P_l, the noise can be assumed to have a Gaussian distribution. The double–sided noise spectral density of the IF signal amounts to eRP_l. After the electrical homodyning the spectral density of the noise becomes $eRP_l/2$ [10], whereas the energy of the signal in a "1" bit interval reads $R^2P_0P_lT$ with T the bit interval time. For a detection threshold midway between the two signal levels received and equal probabilities of the "1"'s and "0"'s, the error probability after matched filtering of the homodyned signal becomes

$$P_e = Q\left[\frac{1}{2}\sqrt{S/N}\right] = Q\left[\frac{1}{2}\sqrt{\frac{R^2P_0P_lT}{eRP_l/2}}\right] = Q\left[\sqrt{\frac{RP_0T}{2e}}\right], \qquad (6)$$

with Q(.) the Gaussian probability integral.
For an error probability of 10^{-9}, the argument of the Q–function must equal 6. This yields

$$\frac{E}{h\nu} = 72, \qquad (7)$$

where E is the energy received during a "1" pulse, h is Planck's constant and ν the optical frequency; therefore, this pulse should consist of at least 72 photons on average and, since no photons are transmitted during a "0" , this gives a mean value of 36 photons per bit. Based on this calculation, it is easy to arrive at the number of photons required per bit for other modulation/demodulation methods. For dual–filter FSK the mean signal power received is twice as large as in the OOK case, but the output noise variance is also doubled, so that the SNR and number of photons required per bit will be the same as for OOK. For PSK the signal output doubles, due to the phase reversal of the received signal, whereas the noise variance

remains the same value. This means that, in this case, half as many photons per bit are required compared to the ASK and FSK schemes [11].
Optical homodyning instead of heterodyning results, as has already been shown, in a doubling of the SNR and thus in a reduction of a factor two in the required number of photons per bit.

	Heterodyne	Homodyne	Direct detection
ASK	36	18	10
FSK	36	18	–
PSK	18	9	–

Table 1: Average number of photons per bit for a bit error probability of 10^{-9} using an ideal receiver for different modulation methods.

Table 1 summarizes the average number of photons per bit for a bit error probability of 10^{-9} which can be achieved with an ideal receiver, for different modulation methods. For direct detection, a quantum limit of 10 photons per bit is obtained. This number is based on a Poisson distribution for the shot noise, whereas a Gaussian distribution would lead to 18 photons per bit. Although the 10 photons per bit in Table 1 seems to be quite low compared to some others, it has to be emphasised that it is practically impossible to reach this limit, due to the thermal noise in the receiver and the shot noise from the dark current. For coherent receivers, both of these noise phenomena are suppressed with respect to the signal, thereby making it possible to approach the limits much more closely in a coherent system than in a direct detection system. The figures in Table 1 are based on the assumption that all the input signal power in the beam combiner (see Fig.1) is preserved in the output light beam. A beam splitter or optical coupler, however, has two output ports, the second of which also carries a certain amount of the signal power. The splitter or coupler can be designed so that most of the signal power is coupled to the input of the receiver; as a consequence, only a little of the power from the local oscillator will be coupled to it. As long as $P_1 >> P_0$ the performance limits of the receiver will be like those given in the table. Now, P_1 and P_0 mean, respectively, the part of the local oscillator power and the signal power at the output port that is coupled to the photodiode.

IV BALANCED MIXING AND PHASE DIVERSITY RECEPTION

In the preceding section, we emphasised a disadvantage of using only one of the two outputs of such optical combiners as beam splitters and optical fibre couplers. We mentioned the loss of power at the second, or unused output port. By detecting the output power from the second port, the receiver efficiency can be improved; however, using this second port may be another advantage. Up to this point, it has been assumed that the local oscillator has no amplitude noise; nevertheless, in practice, this type of noise, also called relative intensity noise (abbreviated to RIN), will often be the limiting factor, because the local oscillator power will be strong compared with the signal component $2\sqrt{P_0 P_1}$. A correct combination of the power from the two output ports will cancel out this noise term for the greater part, and this will be shown in the sequel.

For optical beam splitters and fibre couplers the transmitted wave has a phase shift of $\pi/2$ with respect to the reflected and cross–coupled wave, if the components are assumed to have no losses [12,13]. Denoting the output waves as

$$E_1 = aE_0 \exp[j\{\omega_0 t + \phi_0(t) + \frac{\pi}{4}\}] + bE_1 \exp[j\{\omega_1 t + \phi_1(t) - \frac{\pi}{4}\}], \tag{8}$$

$$E_2 = bE_0 \exp[j\{\omega_0 t + \phi_0(t) - \frac{\pi}{4}\}] + aE_1 \exp[j\{\omega_1 t + \phi_1(t) + \frac{\pi}{4}\}], \tag{9}$$

it is readily seen that detecting these output waves by means of photodiodes will give the corresponding currents

$$I_1 \propto a^2 P_0 + b^2 P_1 + 2ab\sqrt{P_0 P_1} \cdot \cos\{\omega_0 t - \omega_1 t + \phi_0(t) - \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}\}, \tag{10}$$

$$I_2 \propto b^2 P_0 + a^2 P_1 - 2ab\sqrt{P_0 P_1} \cdot \cos\{\omega_0 t - \omega_1 t + \phi_0(t) - \phi_1(t) + \frac{\pi}{2}\}. \tag{11}$$

RIN is contained in the terms $b^2 P_1$ and $a^2 P_1$ respectively. If we assume a symmetrical beam combiner (where $a=b$), and the currents I_1 and I_2 are subtracted, then the terms containing P_0 and P_1 cancel out; also, their amplitude fluctuations. Due to the opposite sign of the third term in Equations (10) and (11), the output signal from the subtractor will be doubled. Using the two outputs in this way produces a balanced mixing receiver and it is shown diagrammatically in Fig.2.a/. This figure represents a receiver with a half–reflecting and half–transmitting mirror such as a bulk beam splitter. The diagram in Fig.2.b/ shows a fibre coupler and series connection of the two photodiodes that subtract the photodiode currents automatically. Therefore, this arrangement has as the additional advantage of not needing

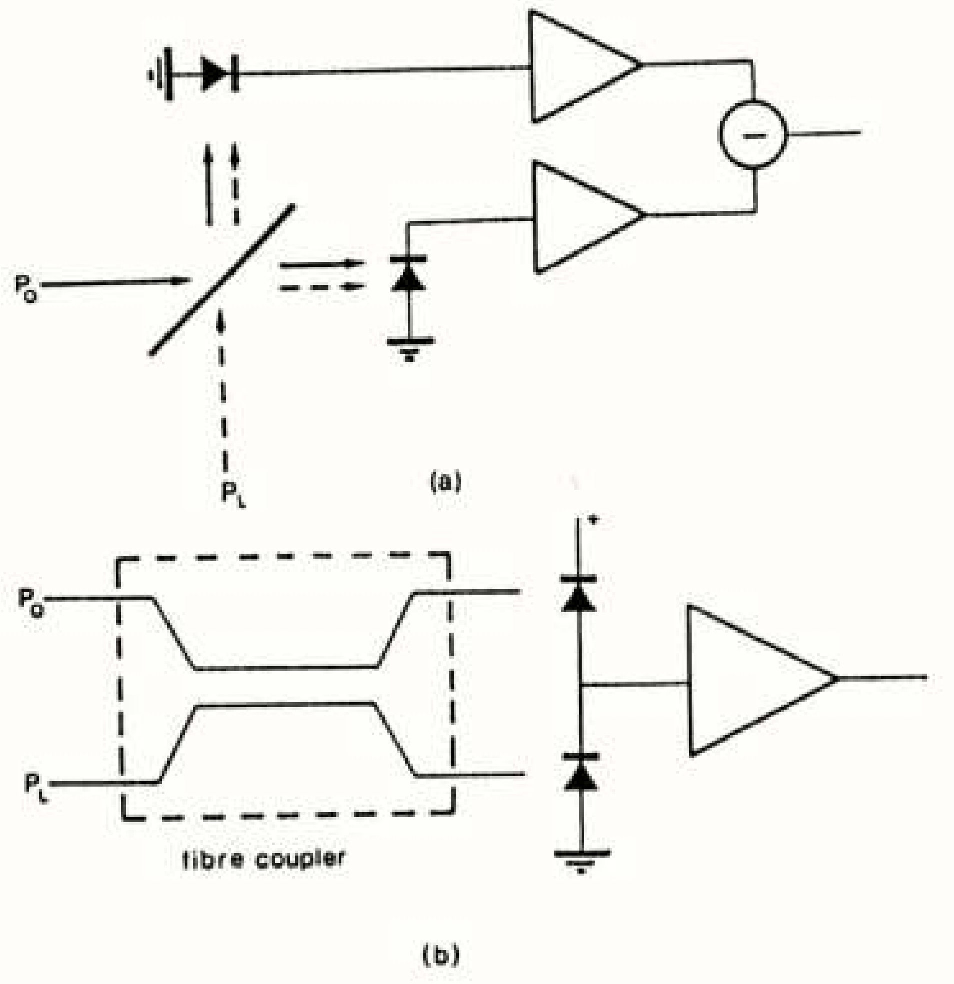


Fig.2. Balanced mixing receiver.
a/ Using a beam splitter.
b/ Diagram with a fibre coupler and series—connection of the photodiodes.

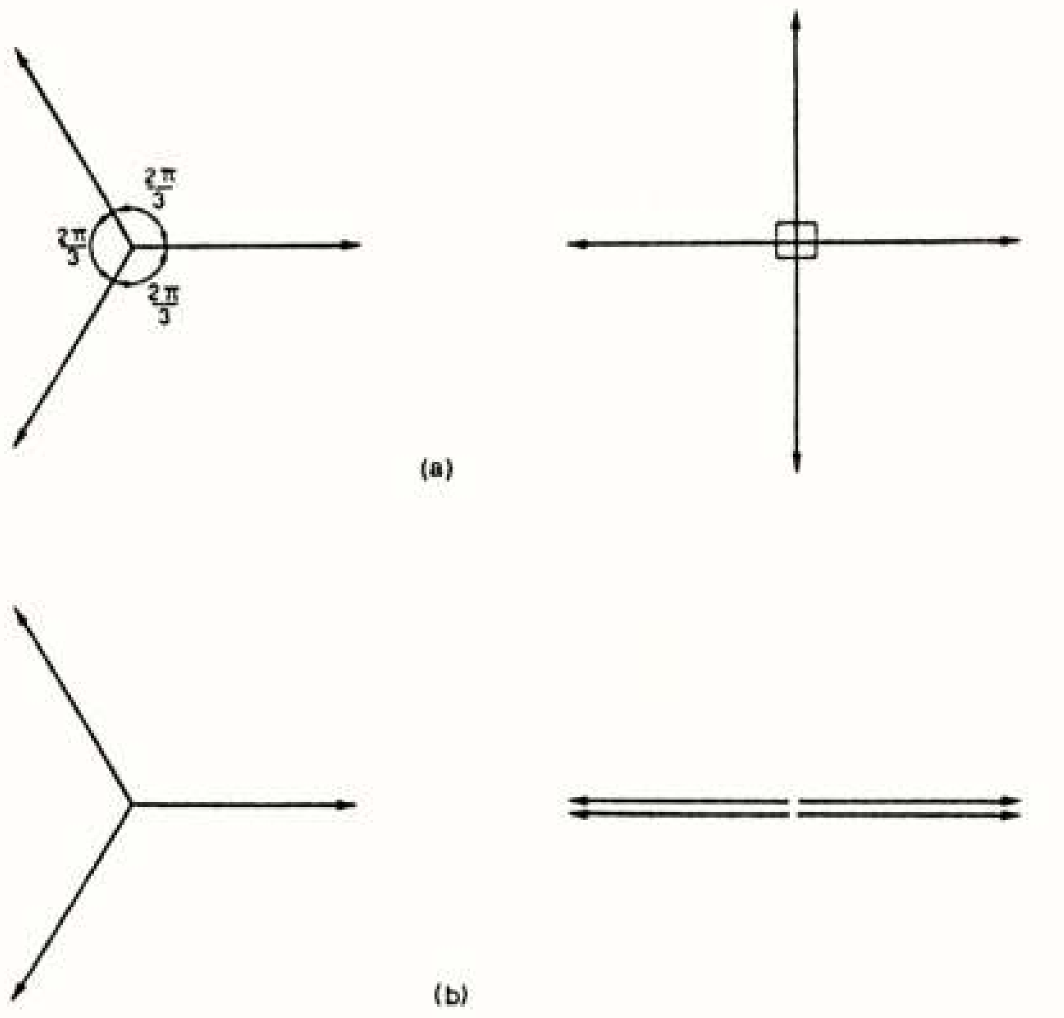


Fig.3 a/ The phases of the currents detected in a $N\times N$ multiport optical hybrid.
b/ The phases of the double frequency terms after squaring the current terms.

amplification of the dc terms. The shot noise terms in the two beams might have cancelled out each other, if it were not for the fact that the splitting of the optical waves can be envisaged as a random partitioning of photons, so that the sum of their shot noise terms has the same statistics as the unpartitioned beam.

Of course, the receivers in Fig.2, do not cancel out the RIN which is included in the signal terms involving $\sqrt{P_0 P_l}$.

The two—way coupler described above raises the question: what are the phase relationships of the currents in 3×3 and 4×4 multiport couplers, respectively and what effect will this may have on coherent receivers? Multiport couplers are produced by coupling the fields mutually with three or four optical waveguides. If the waveguides consist of optical fibres, the coupling is achieved by fusing and tapering the required number of fibres and a 3×3 coupler is an appropriate configuration. Alternatively, the coupler can be made in a planar structure, either in a glass substrate or a semiconductor material. Then the 4×4 multiport coupler seems to be more suitable. The multiport couplers are also called multiport optical hybrids. When each output signal is detected by a photodiode, the signal components of the N currents (N=3,4) have a $2\pi/N$ phase difference between them [14], provided that each output has the same output amplitude. This has been depicted in Fig.3a/. When the currents are squared a baseband term arises, also a double frequency term. The phases of the double frequency terms are shown in Fig.3b/ and it follows that adding the squared current terms will result in cancelling out the double frequency terms, whereas the baseband terms will increase the signal in a single branch N times. Fig.4 shows a general diagram of a three branch multiport optical coherent receiver. In Fig. 5 the various signals in the system as depicted by Fig.4 are given. Fig.5 a/ shows the three

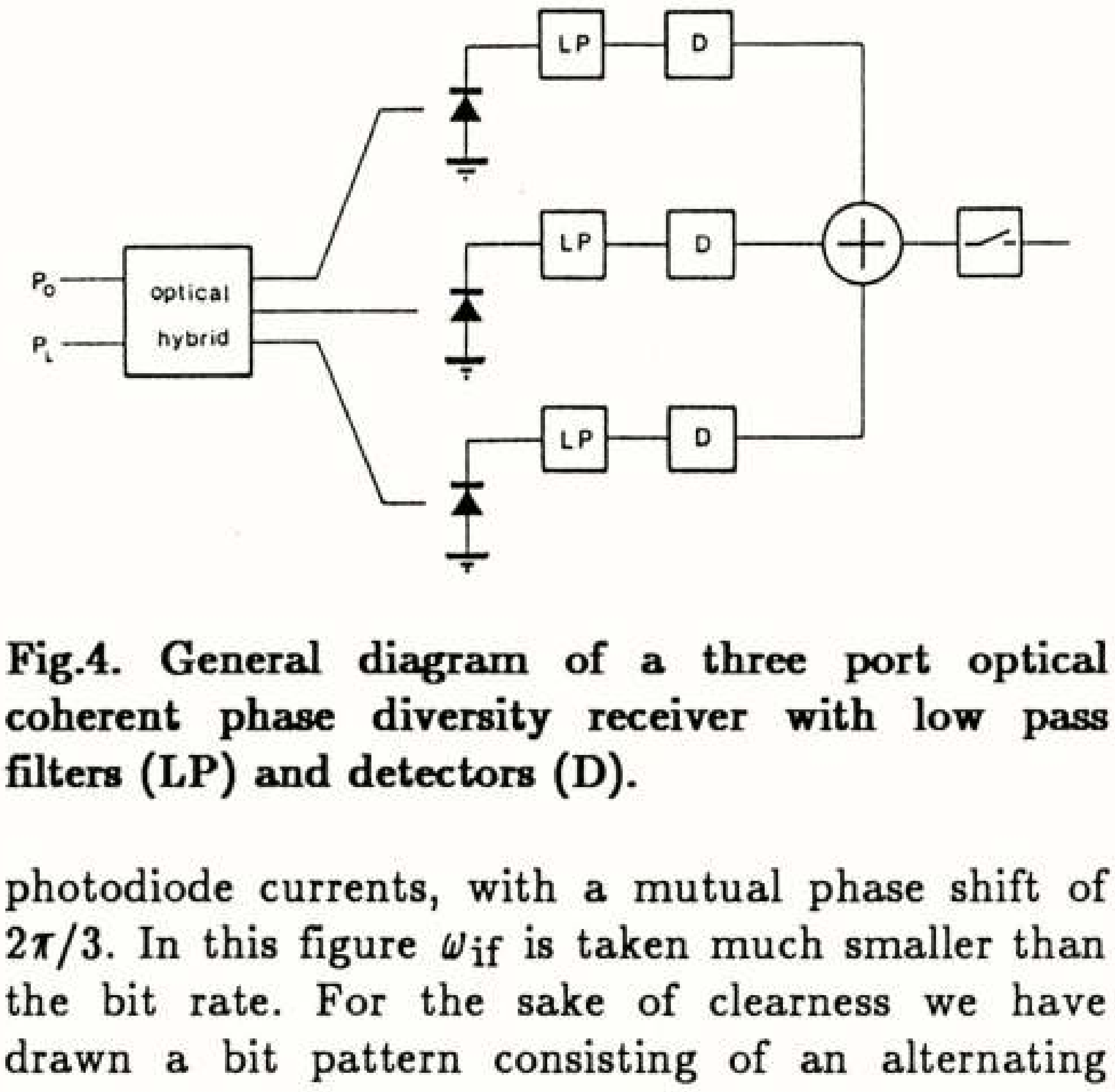


Fig.4. General diagram of a three port optical coherent phase diversity receiver with low pass filters (LP) and detectors (D).

photodiode currents, with a mutual phase shift of $2\pi/3$. In this figure ω_{if} is taken much smaller than the bit rate. For the sake of clearness we have drawn a bit pattern consisting of an alternating sequence of "1"'s and "0"'s. From this diagram it becomes clear, that when in a certain branch the signal is lost, due to a zero crossing of the IF signal,the other two branches still show a significant signal contribution. This results in a constant value of the output signal when squarers are used as the detectors (see Fig. 5 b/) and an output signal with a small ripple when envelope detectors are used (see Fig. 5 c/). The four branch receiver is very similar.
In a practical heterodyne receiver, the IF frequency

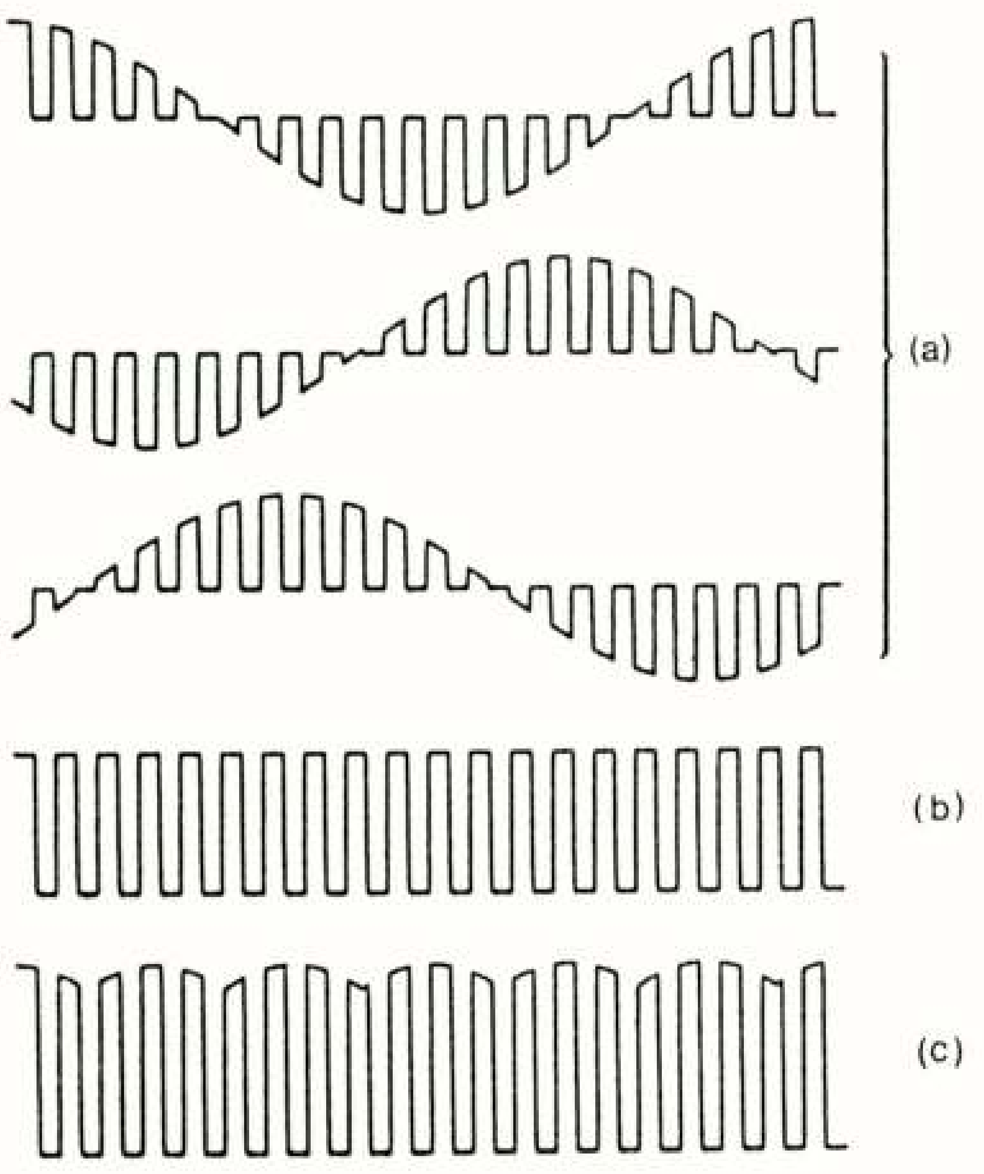


Fig.5 The signals in a 3x3 phase diversity receiver:
a/ the three photodiode currents;
b/ the output signal when squarers are used as the detectors;
c/ the output signal when using envelope detectors.

$\omega_0 - \omega_1 = \omega_{if}$ has to be made two or three times as great as B, where B is the baseband signal bandwidth. The bandwidths of the photodetector and the IF electronic circuits should extend to at least $\omega_{if}+B$. This condition is difficult to meet for high bit rates. Thus, ω_{if} should be kept as small as possible, so that $\omega_{if}=0$ will be the ideal case and this means homodyning. But, as can be seen from Equation (3), $\omega_{if}=0$ without phase–locking will produce a photodiode current which is proportional to $\cos\{\phi_0(t)-\phi_1(t)\}$. Then, the current will become zero when $\phi_0(t)-\phi_1(t)=\pi/2$, thus, rendering the system useless. Keeping the phase difference near to zero by means of phase–locking is the best from a receiver bandwidth point of view and it will give the most sensitive receiver. However, phase–locking requires an extremely narrow linewidth laser, but none are available yet with semiconductor lasers [15]; therefore a phase–locked homodyne receiver with injection lasers is impractical. But, as we have seen, the phase diversity receiver can convert the received signal to baseband without using large bandwidth IF circuits or the need for phase–locking; so from the bandwidth point of view, it will behave like a homodyne system. However, the optical mixing will not be phase synchronised which will make its final performance like that of a heterodyne receiver. Many authors use the name homodyne for multiport phase diversity reception, but we prefer to use the name pseudo–homodyne receiver. The phase diversity receivers whereof the phasor diagrams are presented in Fig.3, however, cannot suppress the RIN like the balanced mixing receiver of Fig.2. The modified three phase diversity scheme of Fig.6 combines the advantages of both receivers [16]. From the phasor diagram in Fig.7, it follows that the differential amplifier outputs will have the same mutual phase differences as the photodiode currents. Each diode current shows the same RIN and their noise components are in phase. Subtracting the currents two at a time, will cancel out the RIN. A similar method can be used for a 4×4 optical hybrid, as shown in Fig.8.

Although 2×2 optical hybrids can be used for phase diversity systems too, they are not so attractive, because Equations (10) and (11) indicate that their

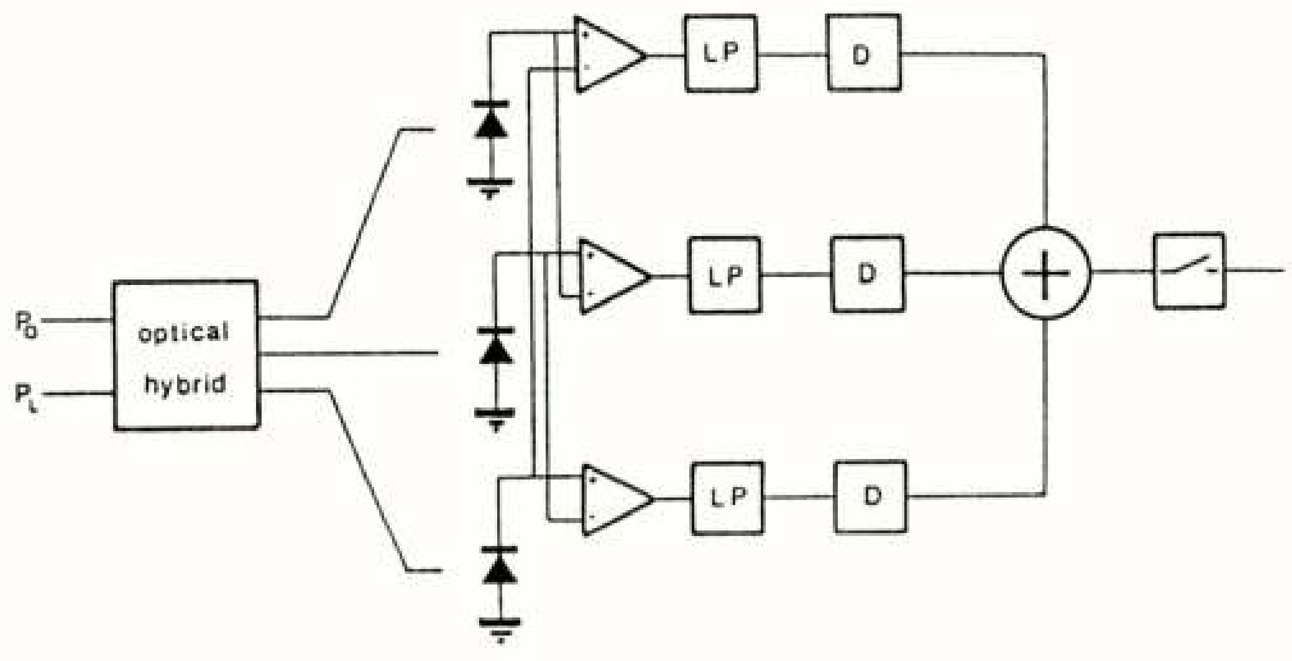


Fig.6. The modified 3×3 multiport phase diversity receiver which provides RIN suppression.

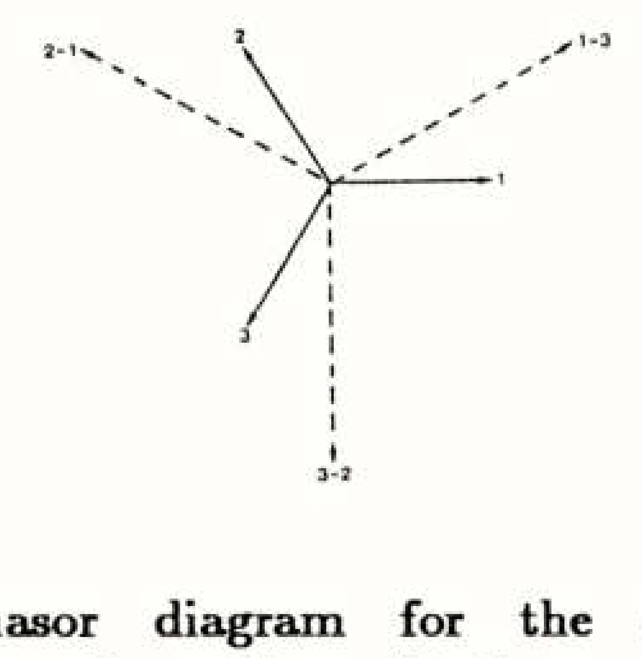


Fig.7. Phasor diagram for the modified 3×3 multiport receiver. The solid line arrows represent the phases of the diode currents, whereas the broken line arrows represent the outputs of the differential amplifiers.

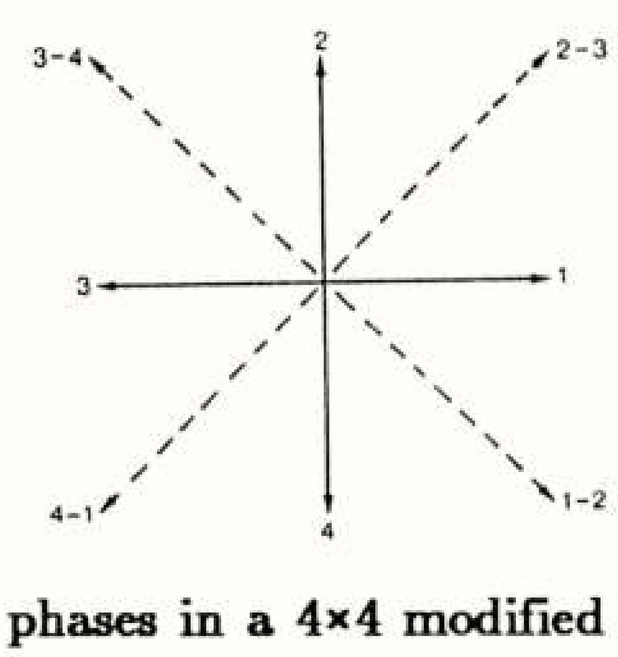


Fig.8. The phases in a 4×4 modified phase diversity receiver. Solid line arrows are the photodiode currents and broken line arrows are the differential amplifier outputs.

use does not automatically produce the correct phase relationship for the diode currents. The two currents should be $\pi/2$ out of phase and this can be achieved only at the cost of additional optical processing [17], which will make the device bulky and impractical.

Phase diversity makes the receiver performance extremely tolerant to phase noise, while the linewidth requirements of the lasers are quite relaxed [18,19].

Phase diversity can also operate with FSK or PSK modulation. Fig.9 shows a phase diversity receiver with a 3×3 optical hybrid and DPSK demodulation.

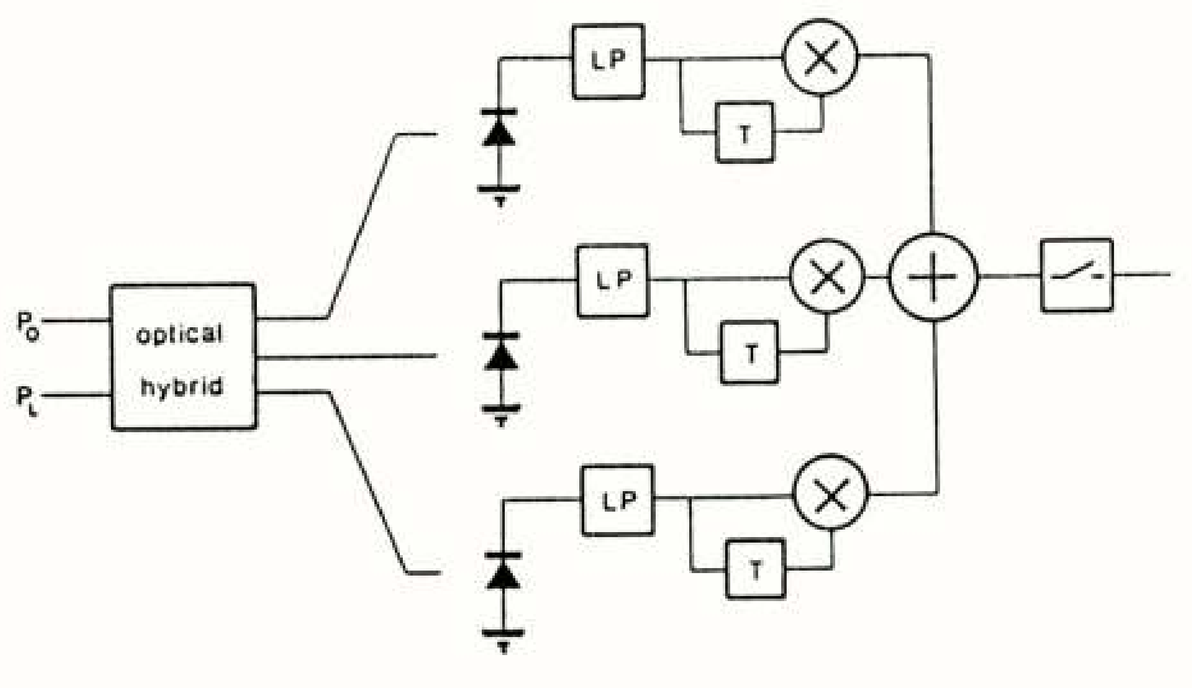


Fig.9. General diagram of a 3×3 DPSK phase diversity coherent receiver.
LP: low pass filter; T: delay by the bit duration T.

The phase diversity diagrams show a performance reduced by less than 1 dB compared with an ideal heterodyne receiver in the quantum limit [16].

V POLARISATION ASPECTS OF COHERENT SYSTEMS

In order to make the interference of the local oscillator wave and the signal wave received more efficient, their polarisation states must coincide. Due to random vibrations in the fibre and temperature changes, mechanical strain in the fibre introduces birefringence which changes with time. As a consequence, the polarisation state of the signal received changes randomly. The problems caused by a polarisation mismatch can be overcome in different ways:

1/ By using of polarisation maintaining fibres. This solution has various disadvantages, because such fibres are more expensive than standard single mode fibres. Moreover, it is not a suitable solution for the existing links which were installed with standard single mode fibres.

2/ With polarisation scrambling. In this technique the polarisation state is deliberately changed at the transmitting end, so that all possible polarisation states are passed along during a single bit time at the receiving end. It will be clear that this will give a sensitivity loss of at least 3 dB.

3/ By using a polarisation state controller. The polarisation state of the received optical signal is measured in order to see if it deviates from that of the local oscillator. A control signal is generated and sent to a set of piezo—electric or magnetic fibre squeezers, which induce a mechanical strain in the fibre such that the output polarisation state matches that of the local light source [20]. The control algorithm and equipment is rather complicated; nevertheless, it is a very promising method for dealing with the polarisation problem.

4/ By using polarisation diversity. Both the local optical wave and the signal wave received are split into two orthogonal polarisation states. The power of the local oscillator, whose state of polarisation can be fixed, is equally divided between two orthogonal polarisation states. The signal is also decomposed into two orthogonal components, which will vary in amplitude randomly. After decomposition, part of the signal is added to a polarisation matched part of the local oscillator and similarly for the remaining part. The two paired orthogonal components are detected separately and added afterwards. Since the signal terms in the electrical detector are squared, potentially, no signal degradation or SNR penalty occurs. Combining the phase diversity and the polarisation diversity is possible [16] and Fig.10 shows a general diagram of such a receiver. Firstly, both the local wave and the signal wave are decomposed into two orthogonal polarised components by a polarisation beam splitter (PBS). After that, each of the local wave components, together with their corresponding signal components, are applied to a phase diversity receiver (PDR). The separately processed components are added together and applied to a threshold comparator.

In the quantum limit, the combined phase and polarisation receivers have a sensitivity which is about 1 dB (maximum 1.2 dB) worse than the ideal heterodyne receiver [16].

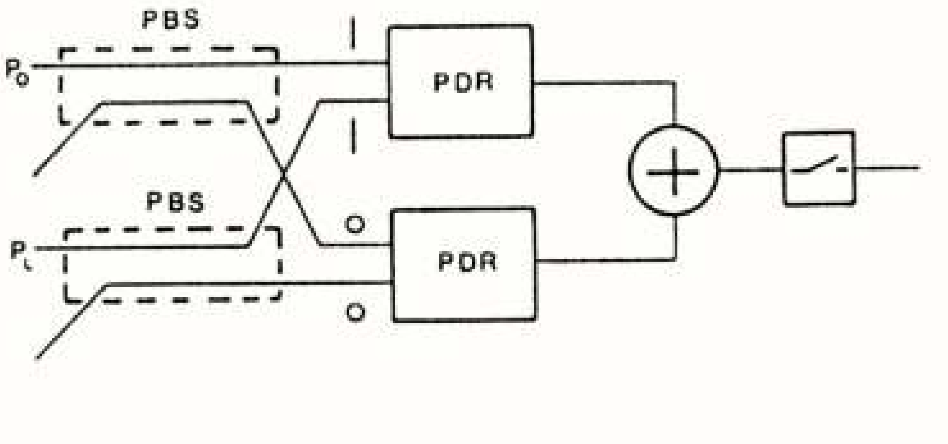


Fig.10. General diagram of combined phase and polarisation diversity scheme.
PBS: polarisation beam splitter. PDR: phase diversity receiver.

VI CONCLUDING REMARKS

Coherent optical detection is still in its laboratory stage and a lot of research has still to be done on

such items as: laser stability and spectral purity, optical phase–locked loops, polarisation tracking or polarisation diversity and optimum modulation/demodulation. In this paper, we have shown that the sensitivity of coherent receivers can approach the quantum limit quite closely. Especially, if the thermal noise and shot noise of the dark current can be suppressed in order to improve sensitivity by some 10 to 20 dB. Coherent systems are most suitable for high bit rate systems which operate in the long wavelength region (1300–1500 nm), where single mode fibres have a low attenuation and reduced dispersion. The larger dark current of photodiodes, due to their smaller bandgap, can be suppressed when the local oscillator power amplifies the signal received.

Unfortunately, such elegant receiver diagrams as those for phase and polarisation diversity, can lead to very complicated signal processing, both optically and electronically. For the time being, this prevents any practical application being developed on a large scale. However, when opto–electronic integrated circuits (OEIC) for combining optical and electronical functions on a single chip become more common, these receivers will be made cheaply so that they can become standard equipment for optical fibre communication systems.

ACKNOWLEDGEMENT
This paper is a slightly shortened and adapted version of Chapter 16 of the book "Principles of Optical Fibre Communications", by W. van Etten and J. van der Plaats, to be published by Prentice Hall at the end of 1990. The author appreciates the permission of Prentice Hall to publish this material.

References

[1] L. Kazovsky, "Balanced phase–locked loops for optical homodyne receivers: performance analysis, design considerations, and laser linewidth requirements", *OSA/IEEE Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT–4, no. 2, February 1987, pp. 182–195.

[2] T. Okoshi, "Heterodyne and coherent optical fiber communications: recent progress", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT–30, no. 8, August 1982, pp.1138–1149.

[3] T. Okoshi and K. Kikuchi, "Heterodyne–type optical fiber communi–cations", *Journal of Optical Communications*, Vol. 2, no.3, 1981, pp.82–88.

[4] R. Steele and S. Wright, "Electronic control of the difference frequency between two semiconductor lasers", *Annales des Télécommunications*, Vol.38, no.1–2, 1983, pp.53–57.

[5] T. Kimura, "Coherent optical fiber transmission", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol.LT–5, no.4, April 1987, pp. 414–428.

[6] T. Wood, "Multiple quantum well (MQW) waveguide modulators", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol.LT–6, no.6, June 1988, pp. 743–757.

[7] S. Wang and S. Lin, "High speed III–V electrooptic waveguide modulators at λ=1.3 μm", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol.LT–6, no.6, June 1988, pp. 758–771.

[8] L. Thylén, "Integrated optics in $LiNbO_3$: recent developments in devices for telecom–munications", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol.LT–6, no.6, June 1988, pp. 847–861.

[9] F. Koyama and K. Iga, "Frequency chirping in external modulators", *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*, Vol.LT–6, no.1, January 1988, pp.87–93.

[10] P.Z. Peebles, jr., *Probability, random variables, and random signal principles*, Auckland: McGraw–Hill, 1980, first edition, Auckland: McGraw–Hill, 1987, second edition.

[11] A.B. Carlson, *Communication systems*, third edition, New York: McGraw–Hill, 1986.

[12] T. Waite, "A balanced mixer for optical heterodyning: the magic T optical mixer", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 54, February 1966, pp. 334–335.

[13] H. Unger, *Planar optical waveguides and fibres*, Oxford: Clarendon Press, 1977.

[14] J. Siuzdak, *Optical couplers for coherent optical phase diversity systems*, Eindhoven University of Technology, EUT Report 88–E–190, March 1988, Eindhoven, The Netherlands.

[15] L. Kazovsky, "Recent progress in phase and polarization diversity coherent optical techniques", *Proceedings of the 13 th European Conference on Optical Communication*, Vol. II, Helsinki, 13–17 September 1987, pp.83–90.

[16] J. Siuzdak and W. van Etten, "Ber evaluation for phase and polarisation diversity optical homodyne receivers using non–coherent ASK and DPSK demodulation". *IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology*,

Vol.7, no.4, April 1989, pp. 584–599

[17] L. Kazovsky, L. Curtis, W. Young and N. Cheung,
"All fiber 90^0 optical hybrid for coherent communications",
Applied Optics, Vol.26, no.3, 1 February 1987, pp.437–439.

[18] A. Davis, M. Pettitt, J. King and S. Wright,
"Phase diversity techniques for coherent optical receivers",
IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.LT–5, no.4, April 1987, pp. 561–572.

[19] L. Kazovsky, P. Meissner and E. Patzak,
"ASK multiport optical homodyne receiver",
IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology, Vol.LT–5, no.6, June 1987, pp. 770–791.

[20] R. Noé,
"Endless polarisation control in coherent optical communications",
Electronics Letters, Vol.22, no.15, 17 th July 1986, pp.772–773.

Voordracht gehouden tijdens de 377e werkvergadering.

ASYNCHRONOUS TRANSFER MODE NETWERKASPECTEN

Ir. R.T. Sennema
APT Nederland

Asynchronous Transfer Mode, Network Aspects. In the future Integrated Broadband Communication Network (IBCN), a great variety of services will be offered to the subscriber using one single optical link. The service requirements of the services we know off, are very different in nature, while other services to come will require unpredictable network capabilities. Asynchronous Transfer Mode (ATM) is able to handle the transfer needs of existing network services and has the flexibility to adapt to future, yet unknown, services. ATM, being both a switching and transmission technique, will influence the future telecommunication network in all its aspects, leading to an integrated network with a clear separation between services and network capabilities.

1. INLEIDING

Wanneer het Breedband Integrated Services Digital Network (B-ISDN) tot ontwikkeling zal komen en langs welke weg dit netwerk uit het bestaande net zal evolueren, is nog onbekend. Dat de Asynchronous Transfer Mode (ATM) een belangrijke rol in de realisering van dit netwerk zal spelen, staat echter vrijwel vast.

Deze bijdrage zal enige aspecten van het ATM netwerk belichten waarbij in eerste instantie uitgegaan wordt van de diensten die het netwerk moet kunnen afhandelen. Daarnaast worden enige ATM specifieke netwerkproblemen behandeld.

2. HET BREEDBAND ISDN

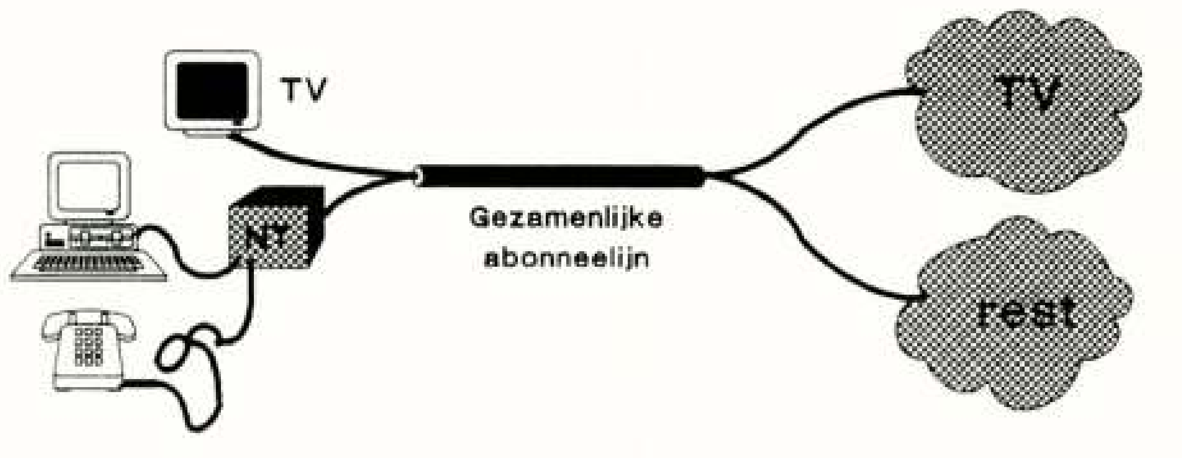
Het openbare net zal in de toekomst langzaam evolueren van de huidige situatie naar een net waarin alle mogelijke breedbanddiensten op een of andere manier beschikbaar zijn. We zitten nu in de situatie dat het openbare net hoofdzakelijk gebruikt wordt voor telefoonverkeer. De datatoepassingen worden echter steeds belangrijker en zullen met de komst van ISDN een volwaardige plaats krijgen.

De behoefte aan snel data transport zal op een gegeven moment toenemen, hoofdzakelijk in het bedrijfsleven, en het breedband ISDN in embryonale staat zal zich aandienen. In een later stadium zal ook video in het plaatje opgenomen worden. Wanneer dit precies gaat gebeuren, is nog een open vraag. De verwachting is dat het B-ISDN zich ergens tussen 1995 en 2005 zal aandienen.

2.1. *Scenario 1*

De meningen over hoe het breedbandnet er in zijn uiteindelijke vorm uit zal zien, lopen nogal uiteen. Een mogelijk scenario vindt u in figuur 1. De interactieve diensten zoals telefonie, data transport, videofonie en dergelijke worden samen met de distributieve diensten, de TV programma's, over één glasvezel naar de abonnee vervoerd.

Het openbare net voor interactieve diensten is volledig gescheiden van het openbare net voor de TV programma's. In het TV netwerk hoeft in principe niet geschakeld te worden terwijl de interactieve



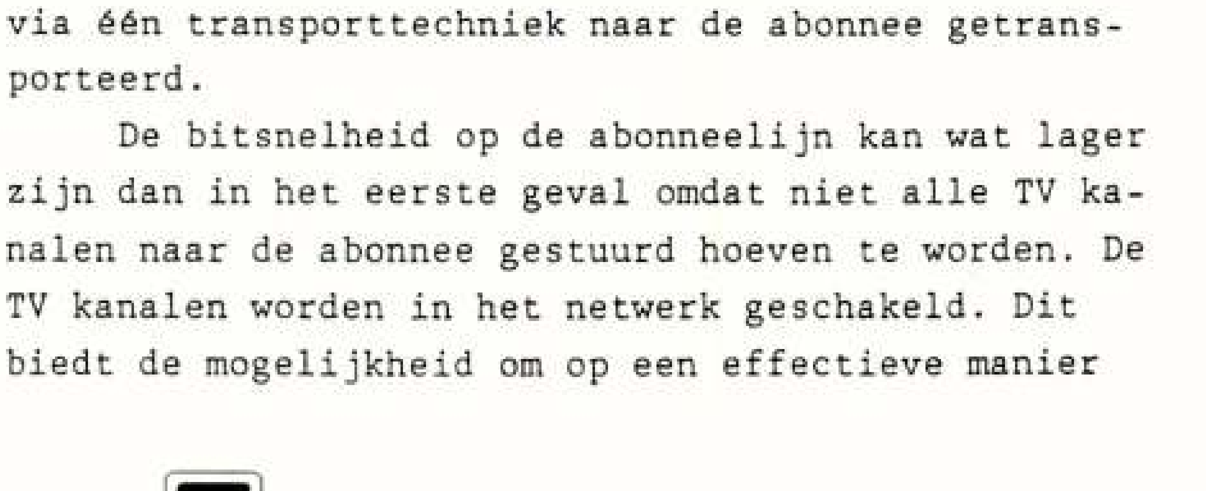
Figuur 1: *Scenario 1*

diensten, natuurlijk wel een schakelend netwerk vereisen. ATM zal zeker in dit laatste stuk gebruikt worden, maar ook in het TV netwerk zullen schakelacties nodig blijken voor protectie, netwerkbeheer of bijvoorbeeld het afsluiten van een abonnee.

2.2. *Scenario 2*

Het tweede scenario vindt U in figuur 2. Hier worden zowel TV distributie als de interactieve diensten via één transporttechniek naar de abonnee getransporteerd.

De bitsnelheid op de abonneelijn kan wat lager zijn dan in het eerste geval omdat niet alle TV kanalen naar de abonnee gestuurd hoeven te worden. De TV kanalen worden in het netwerk geschakeld. Dit biedt de mogelijkheid om op een effectieve manier



Figuur 2: *Scenario 2*

betaal-TV en interactieve TV diensten in te voeren. Ook gecombineerde diensten, TV en data, zijn mogelijk doordat de diensten op een geïntegreerde manier aangeboden worden.

Het probleem in dit scenario zou de signalering kunnen zijn. TV kijkers kunnen in korte tijd nogal wat knoppen op de afstandsbediening uitproberen en bovendien kunnen de signaleringsacties van verschillende abonnees nog gecorreleerd zijn ook, bijvoorbeeld in de pauze van een voetbalwedstrijd.

De drie partijen, gebruiker, netwerkleverancier en dienstenleverancier (de leverancier van TV programma's, films etcetera) zijn bij deze signaleringsacties betrokken. Het grootste deel van de acties heeft echter betrekking op het lokale schakelknooppunt en interactie met andere netwerkknooppunten is niet nodig. Dit laatste beperkt de complexiteit van signalering gelukkig.

2.3. *De zakelijke gebruiker*

Beide genoemde scenario's hebben betrekking op de aansluiting van gewone huishoudens. In een zakelijke omgeving speelt TV een veel minder belangrijke rol. Het breedband ISDN is, wat de zakelijke gebruikers betreft, dan ook beperkt tot de integratie van data, telefoon en videofonie. De introductie van Breedband ISDN zal zeer waarschijnlijk via deze gebruikers plaatsvinden.

In het bedrijfsleven zijn High speed Local Area Networks (LANs) reeds enige tijd ingeburgerd. De bandbreedte van dit soort systemen is over het algemeen relatief hoog en de performance is navenant. Het openbare net zal hierop moeten inspelen. Het is dan ook waarschijnlijk dat de PTT's de aan LAN's verwante netwerken geschikt voor snel datatransport in hun netwerk zullen introduceren. Dit worden dan Metropolitan Area Networks (MAN's) of Wide Area Networks (WAN's) genoemd.

Gelukkig is er een MAN standaard de IEEE 802.6, die dichtbij de standaard voor ATM ligt en indien de PTT de geïntroduceerde MAN's later wil uitbreiden tot een ATM netwerk is deze standaard een goede keus.

2.4. *Conclusie*

De conclusie uit de drie voorgaande paragrafen is dat de introductie van ATM waarschijnlijk via de LAN/MAN markt voor de zakelijke gebruikers zal gaan en later zal uitbreiden tot een breedband netwerk voor alle gebruikers waarbij het niet zeker is of distributie TV volledig geïntegreerd zal worden. In alle scenario's zal echter van ATM gebruik gemaakt worden.

3. HET ATM NETWERK

3.1. *Diensten*

Één van de aspecten van een dienst is haar bitsnelheid. Dit aspect van een dienst is op dit moment niet goed voorspelbaar, bovendien zijn er diensten waarvan de bitsnelheid niet konstant is. Enkele voorbeelden zijn:

- Telemetrie, het meten op afstand, met een erg burstachtig gedrag maar met een zeer lage gemiddelde bitsnelheid.
- Video kan op verschillende manieren worden overgebracht:
  * Konstante bitsnelheid; met een bitsnelheid die, afhankelijk van de codeermethode en de kwaliteit, ligt tussen de 140 Mb/s en de 64 kb/s.
  * Variabele bitsnelheid: Er wordt alleen informatie overgezonden als het beeld verandert, of grote vlakken in het beeld worden op een efficiëntere wijze gecodeerd. Dit levert een lagere gemiddelde bitsnelheid op die echter als functie van de tijd varieert.
- Telefonie: 64 kb/s konstante bitsnelheid.

Er zijn natuurlijk nog veel meer mogelijke diensten met elk hun eigen wensen wat betreft bitsnelheid. Een geïntegreerd netwerk zal dus verschillende bitsnelheden aan de gebruiker moeten kunnen aanbieden. Hierin schuilt de kracht van het ATM netwerk.

3.2. *Virtuele verbindingen*

In het ATM netwerk wordt de informatie van bron naar bestemming met behulp van cellen getransporteerd. Een cel is een aantal informatiebytes, voorafgegaan door een header die de routering van de cel door het netwerk verzorgt. De tijdsafstand tussen twee cellen behorende bij een verbinding is niet vast maar kan variëren, er kunnen cellen van andere verbindingen tussen zitten of lege cellen. Deze eigenschap is verantwoordelijk voor de A (asynchroon) van ATM. Het informatietransport van bron naar bestemming is hierdoor in feite asynchroon geworden. Een gebruiker kan binnen bepaalde grenzen zelf bepalen wanneer en hoeveel cellen hij zendt.

Voordat een gebruiker cellen kan zenden moet de route van de cellen aan het netwerk worden meegedeeld. Zonder dat de verbinding gebruikt wordt, is de route geïnitieerd. Men noemt dit een virtuele verbinding.

Een virtuele interconnectie wordt opgezet op het moment dat een gebruiker een verbinding aanvraagt. Er wordt gekeken of er op de route die de verbinding gaat volgen genoeg lege cellen zijn en het aantal cellen wat de verbinding nodig heeft, wordt gereserveerd.

De header voor de cel is niet voldoende groot om elk mogelijk adres met een unieke header te bereiken. De headers van een cel zijn daarom alleen uniek op een individuele lijn. De verschillende verbindingen op die lijn kunnen dan onderscheiden worden. Wanneer een cel van de ene lijn naar de andere lijn geschakeld wordt, zal de header van de cel vertaald moeten worden.

Op het moment dat de verbinding wordt opgezet, worden de headers van de cellen voor die verbinding op de lijnen waarover die verbinding ligt, bepaald en de vertaling die in de knooppunten tussen de lijnen gedaan moet worden, wordt in de tabellen opgeslagen. Op het moment dat een gebruiker een bepaalde verbinding werkelijk gaat gebruiken, zal hij cellen van een bepaalde header voorzien en vullen met de informatie die hij wenst.

3.3. *Het cel formaat*

De cellen die in het ATM netwerk gebruikt worden, hebben een lengte van 53 bytes. De lengte van de informatieveld van de cel is 48 byte, dit informatieveld wordt volledig transparant door het netwerk getransporteerd. Voor het informatieveld staat een header, bestaande uit 5 bytes, met enige velden om netwerkfuncties uit te voeren. Allereerst zijn er de routeringsfuncties. Er is een VCI, virtual circuit identifier, die gebruikt wordt om één enkele verbinding te identificeren, en een VPI, virtual path

identifier, die gebruikt wordt om een bundel VC's te identificeren met de bedoeling om ze als een bundel te kunnen routeren.

Daarnaast zijn er nog enkele andere velden ter beschikking voor andere netwerkfuncties:

GFC = Generic flow control, dit veld maakt flow control in het huisnetwerk van de abonnee mogelijk.

PTI = Payload Type Identifier, sommige cellen bevatten geen gebruikersinformatie en kunnen met behulp van dit veld onderscheiden worden.

LPI = Loss priority bit. Een cel met lage prioriteit wordt als eerste weggegooid indien een geheugen vol is.

HEC = Header error correction. Als er één bitfout in de header optreedt, kan dit met behulp van dit veld gecorrigeerd worden.

3.4. *Celverlies en Delay jitter*

De twee negatieve eigenschappen van een ATM netwerk zijn celverlies (cellen gaan onderweg verloren) en delay jitter (de vertraging die een cel in het netwerk oploopt, varieert). Celverlies kent twee oorzaken:

- Transmissiefouten
- Geheugenoverloop

Delayjitter wordt veroorzaakt door de celopslag in het netwerk.

3.4.1. *Celverlies door transmissiefouten*

Meer dan één transmissiefout in de header zorgt ervoor dat de cellheader niet meer corrigeerbaar is. De bestemming van de cel wordt hierdoor onbekend en de cel moet weggegooid worden.

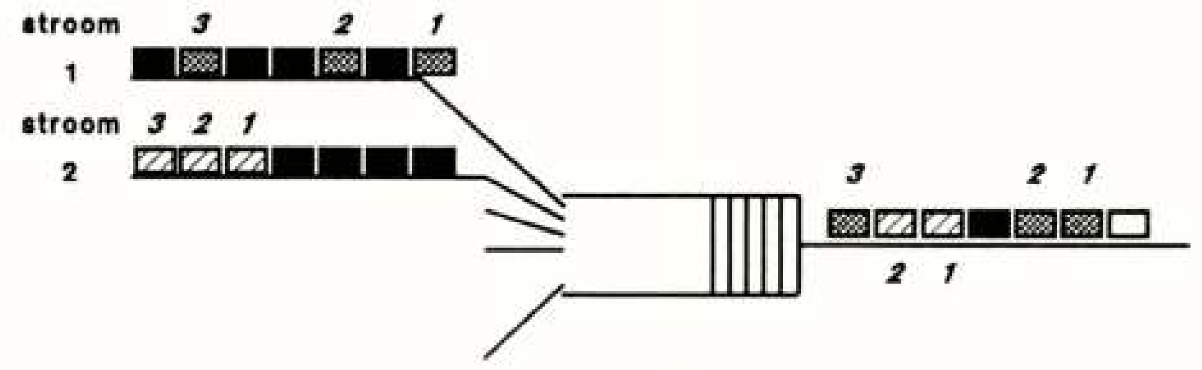
3.4.2. *Celverlies door geheugenoverloop*

Indien een cel niet direct naar de uitgang van een netwerkknooppunt gerouteerd kan worden, moet hij worden opgeslagen in het geheugen. De geheugencapaciteit is echter beperkt. Het kan dus voorkomen dat er geen cellen meer kunnen worden opgeslagen. De dan arriverende cellen moeten worden weggegooid. De kans hierop is afhankelijk van de geheugengrootte, de bezetting van de uitgangslijn en het type verkeer (burstachtig of niet) dat wordt aangeboden. Een typische waarde voor de kans op celverlies door geheugenoverloop is 10^{-10} per ATM knooppunt. De kans op celverlies (geheugenoverloop èn transmissiefouten) op een lange verbinding kan oplopen tot 10^{-8}

3.4.3. *Delayjitter*

In figuur 3 worden een aantal ATM stromen op een uitgang samengevoegd. Cel nummer 3 van stroom 1 moet wachten op één van de cellen van stroom 2 en loopt daardoor één celltijd vertraging op. Cel nummer 2 hoeft niet te wachten maar kan direct op de uitgang gezet worden. Cel nummer 2 en 3 hebben dus een verschillende vertraging. Het grootst mogelijke verschil in de vertraging van twee cellen noemt men delayjitter.

De delayjitter is afhankelijk van de bezetting van de uitgang, een lage bezetting betekent een lage kans dat een cel lang moet wachten, en van de lijnsnelheid van de uitgang. Een typische waarde voor de delay jitter van een ATM knooppunt is 100µs. Deze delayjitter mag slechts met een zeer kleine overschrijdingskans (10^{-10}) overschreden worden.



Figuur 3: *ATM cell multiplexing*

4. Diensten

4.1. *Dienst Classificatie*

De CCITT heeft vier serviceklassen gedefinieerd die zich onderling onderscheiden door de manier waarop de aanpassing met het ATM netwerk moet gebeuren. In tabel 1 zijn de klassen naast elkaar gezet. Er zijn drie eigenschappen die van belang zijn voor die aanpassing:

- Is er een tijdrelatie tussen de bron en de bestemming. Dat wil zeggen: De tijd tussen twee gebeurtenissen in de bron moet wel of niet leiden tot dezelfde tijd tussen die twee gebeurtenissen in de bestemming. Audio en video zijn goede voorbeelden waarbij dit wel vereist is.
- Is er sprake van een konstante bitsnelheid, dat wil zeggen: de bron zendt konstant dezelfde hoeveelheid informatie, of is er sprake van een variabele bitsnelheid zoals bijvoorbeeld bij bepaalde coderingstechnieken voor video?
- De laatste onderscheidende eigenschap is de connection mode. De meeste diensten werken met een call_set_up fase voorafgaand aan de informatie-uitwisselingsfase waarin de verbinding tussen bron en bestemming tot stand wordt gebracht. In het geval van een ATM netwerk is dat de virtuele verbinding. Dit noemt met de connection oriented mode.

Er is nog een andere mode, de connectionless mode die gebruikt wordt voor datatransport. Bij deze mode wordt niet eerst een VC opgezet maar wordt direct een datapakket het netwerk ingestuurd voorzien van routeringsinformatie. Deze routeringsinformatie wordt direct gebruikt om de route voor dit pakket door het netwerk te zoeken.

De manier waarop die datapakketen in cellen worden gestopt is vrijwel identiek voor klasse 3 en klasse 4 en wordt beschreven in de volgende paragraaf.

4.2. *Adaptatie voor datadiensten*

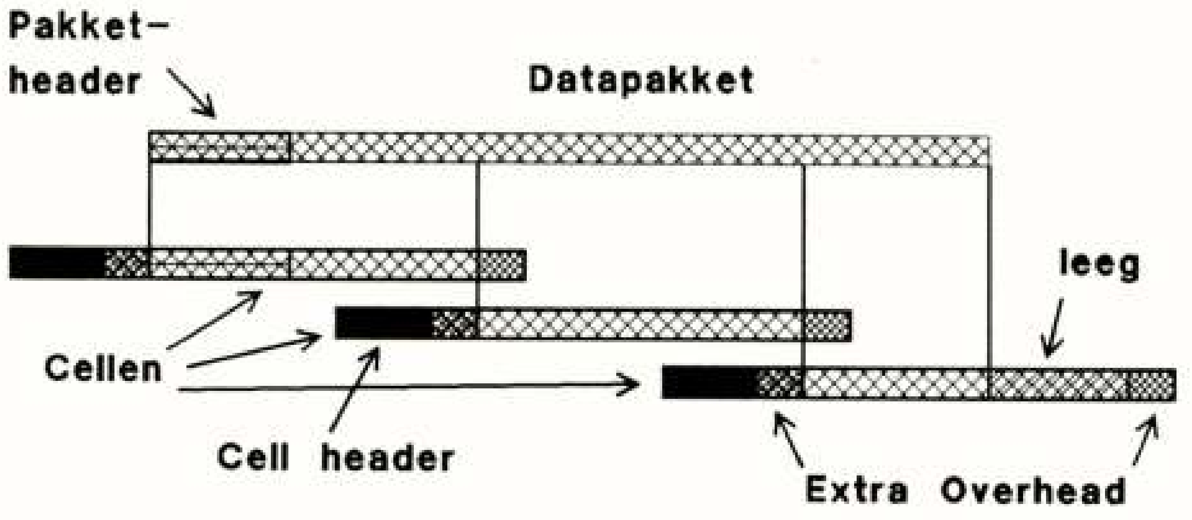
Het datapakket is over het algemeen langer dan een cell. Er zijn dus meer cellen nodig om één pakket

	Class 1	Class 2	Class 3	Class 4
Timing between source and destination	Related		Not related	
Bitrate	Constant	Variable		
Connection mode	Connection oriented			Conn.less

Tabel 1: *Service classificatie*

over te sturen. Het pakket zelf bevat naast informatie ook overhead in een header en een trailer. Dit is dienst afhankelijk en niet specifiek voor ATM. Het pakket wordt in stukken van 44 bytes gehakt en in achtereenvolgende cellen met dezelfde cellheader gezet. Het één en ander is in figuur 4 verduidelijkt. De 4 bytes overhead per cel worden als volgt benut:

- Segmenttype. Geeft aan of een cel een begincel een middencel of een eindcel is.
- De cellen worden achtereenvolgens genummerd met een volgordenummer zodat celverlies gedetecteerd kan worden.
- Een veld waarmee multiplexen van informatie in een virtueel circuit mogelijk wordt gemaakt.
- De lengte van het gevulde deel van de cel in bytes.
- En een CRC check om fouten in het segment te detecteren.

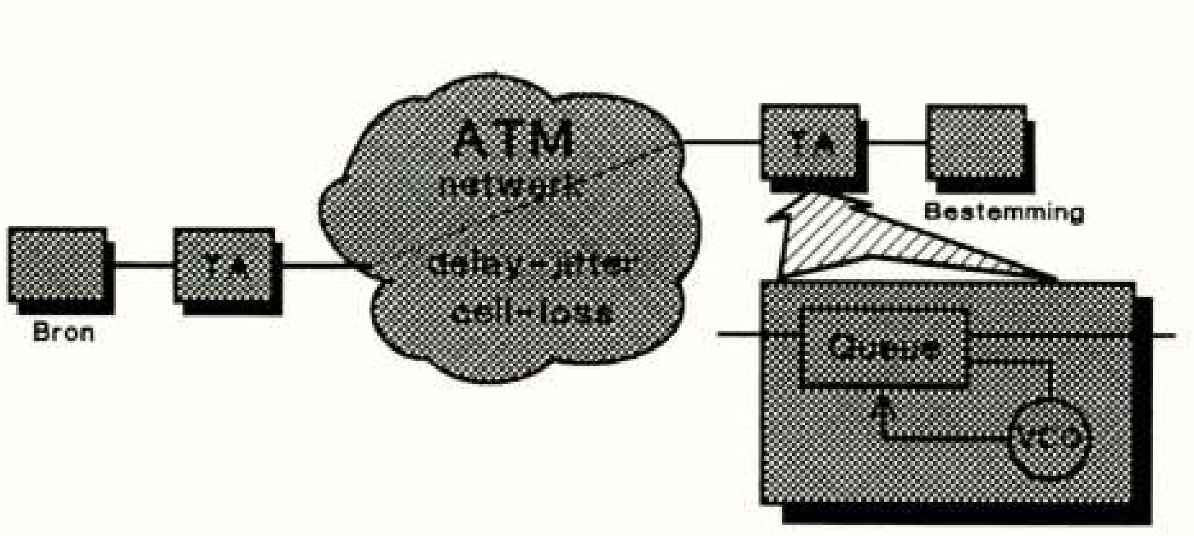


Figuur 5: *ATM adaptatie voor Klasse 3 en 4*

Deze manier van pakketten verzenden wordt gebruikt voor connection oriented data diensten en connectionless services, maar ook voor signalering van gebruiker naar netwerk en binnen het netwerk kan dit gebruikt worden.

4.3. *Constant Bitrate Services*

Een andere dienst die het ATM netwerk zal moeten kunnen transporteren, is de Constant Bitrate (CBR) service. Een belangrijk probleem bij CBR diensten is service synchronisatie; de synchronisatie van bron en bestemming. Een methode om de synchronisatie terug te winnen is getekend in figuur 6. De twee problemen die het ATM netwerk veroorzaakt, cell_loss en delay_jitter, kunnen als volgt worden opgelost:



Figuur 6: *CBR service adaptatie*

Aan de zendzijde wordt de konstante bitstroom in cellen ingepakt die aan de ontvangstzijde weer worden uitgepakt waardoor de oorspronkelijke bitstroom weer tevoorschijn komt. In de Terminal Adaptor (TA) aan de ontvangstzijde bevindt zich een geheugen waar de cellen met willekeurige aankomsttijden worden ingelezen. Aan de uitgang van dit geheugen worden de bits er met een konstante snelheid uitgelezen. De lokale klok is een voltage controlled oscillator (VCO) die zo geregeld wordt dat het geheugen gemiddeld half gevuld is. De VCO wordt geregeld door de momentele vulling van het geheugen welke eerst door een laagdoorlaatfilter wordt gefilterd.

Celverlies heeft twee gevolgen. Ten eerste treedt er verlies van informatie op. Hiervoor kan in de terminal adaptor niet gecompenseerd worden. De dienst is tijdelijk verstoord tenzij voor foutcorrigerende coderingstechnieken wordt gekozen. Het tweede effect dat optreedt is het verlies van synchronisatie. De lokale klok zal in dat geval verkeerd inregelen en de klok in de bestemming zal tijdelijk verschillen van de klok in de bron. Dit effect kan voorkomen worden door de cellen te nummeren. Wanneer de ontvangstkant een nummer mist wordt een dummy cel in het geheugen geplaatst. Studies en experimenten hebben aangetoond dat dit werkt voor zowel 64kb/s ISDN diensten als voor video.

5. BANDBREEDTE BEHEER

De bandbreedte die een ATM netwerk de gebruikers aanbiedt, is flexibel. De totale bandbreedte van het netwerk of van een lijn in een ATM netwerk is echter beperkt. Dit betekent dat er conflicten tussen verschillende gebruikers kunnen optreden. Meerdere gebruikers willen van dezelfde middelen gebruik maken en het netwerk moet de beperkte middelen verdelen.

Beheer van bandbreedte is een kwestie van afspraken maken met de gebruiker. In een ATM netwerk is er sprake van drie beheersbare middelen:

- De bandbreedte op de lijnen tussen de knooppunten,
- de geheugens voor opslag van cellen in de knooppunten,
- het aantal vertuele circuits op de ATM lijnen.

Op het moment dat een verbinding wordt opgezet, de call setup fase, wordt met de gebruiker een afspraak gemaakt hoeveel hij van de genoemde middelen kan en mag gebruiken. De exacte parameters die hiervoor afgesproken moeten worden, zijn nog niet gestandaardiseerd. Het is wel zeker dat de gemiddelde bandbreedte van een verbinding één van de parameters zal zijn.

Tijdens de verbinding moet worden nagegaan of de gebruiker zijn contract nakomt. Het gedrag van de gebruiker moet gecontroleerd worden, en eventueel moet er ingegrepen worden indien de gebruiker zijn contract overschrijdt. De functie die daarvoor in het netwerk op elke abonneelijn aanwezig dient te zijn, is de zogenaamde politie functie.

Wanneer alle contracten van de gebruikers in het netwerk bekend zijn, kan voor alle lijnen worden vastgesteld wat de belasting is. Door de belasting op de lijnen beneden een bepaalde grens te houden, kan de celverlies in het netwerk gegarandeerd worden.

De afspraken met de gebruiker en de controle daarop met behulp van de politie functie worden niet gedaan om de gebruiker dwars te zitten maar om de kwaliteit van andere verbindingen in het netwerk te garanderen.

5.1. *Realisatie van de politie functie*

Één van de voorstellen voor realisatie van de politie functie is de welbekende "leaky bucket". Voor elke verbinding is zo'n leaky bucket nodig. De leaky bucket heeft een lek ter grootte van de gemiddelde bandbreedte die een abonnee met het netwerk heeft afgesproken. Indien een abonnee precies met dit gemiddelde aantal cellen zendt, dan zal de emmer niet vol en niet leeg raken. De gebruiker kan gedurende een bepaalde tijd meer cellen zenden dan het gemiddelde. De emmer loopt dan vol.

De grootte van de emmer is bepalend voor hoe lang en hoe ver een gebruiker boven het gemiddelde mag zitten. De geheugens in het netwerk moeten dit surplus aan cellen kunnen opvangen. De emmergrootte houdt dus verband met het netwerkmiddel "geheugens". Indien de emmer overloopt wordt de cel in principe verwijderd. De cel gaat niet het netwerk in, anders zou hij cellen van andere gebruikers dwars kunnen zitten.

Een alternatief voor de verwijdering van een cel is om een lagere prioriteit aan deze cellen toe te kennen. Mochten er in het netwerk cellen verwijderd moeten worden dan hebben de cellen die in de politie functie gemerkt zijn voorrang. Er is echter een behoorlijke kans dat een cel die net over de rand van de emmer loopt, toch bij de ontvanger aankomt omdat andere gebruikers op dat moment net wat minder dan hun quotum gebruiken. Een garantie dat de cel niet verloren gaat, is er echter niet.

6. AFREKENING MET DE GEBRUIKER

Een onderwerp waaraan tot nu toe nog maar weinig aandacht is besteed, is de doorberekening van de kosten naar de gebruiker. Het basisprobleem in een netwerk voor meerdere diensten is het feit dat verschillende diensten traditioneel en vanuit de markt een geheel verschillende manier van betalen door de klant hebben.

ATM claimt dat het een dienst onafhankelijke oplossing biedt. Het netwerk weet in principe niet wat het transporteert. Maar als je video en telefonie via één netwerk laat lopen wat moet je dan voor de éne dienst betalen en wat voor de andere. Er is een enorm verschil in benodigde bandbreedte en tijdsduur van de verbinding.

In een multiservice netwerk zijn er in feite drie betrokken partijen:

- De klant
- De netwerkbeheerder
- De dienstenleverancier

Wat de klant aan de dienstenleverancier moet betalen laat ik nu even buiten beschouwing. De dienstenleverancier en de klant moeten echter iets aan de netwerkbeheerder betalen. En dat iets moet onafhankelijk van de dienst zijn. Het netwerk heeft daar namelijk geen weet van.

De netwerkbeheerder levert 3 zaken aan de dienstenleverancier en klant namelijk:

- Transport van cellen van bron naar bestemming.
- Routering, het uitzoeken van een route door het netwerk.
- Beheer van het netwerk als totaal of van het subnetwerk van de dienstenleverancier.

De klant en de dienstenleverancier zullen zowel voor het gebruik als voor de mogelijkheid tot gebruik moeten betalen.

7. STAND VAN ZAKEN

Zowel in de basis research als in de meer produktgerichte ontwikkeling en de daaraan gekoppelde standaardisatie zijn er op dit moment belangrijke activiteiten gaande die op middellange termijn moeten leiden tot introductie van ATM in het zakelijk marktsegment.

7.1. *Middellange termijn produkten*

De industrie is hard bezig met de ontwikkeling van de eerste generatie switches. Deze switches zijn klein en de toepassing van de switches ligt op het gebied van datatransport. De IEEE 802.6 standaard zal ongetwijfeld van belang zijn voor dit type produkten.

7.2. *Research activiteiten*

De research is nog in volle gang voor grotere switches. De architectuur van deze switches is nog in onderzoek en ook de gebruikte technologieën kunnen nogal verschillen van de huidige technologieën. Verder wordt er gewerkt aan netwerkbeheer, verkeersgedrag van switches en verkeersgedrag van alle mogelijke bronnen. Het derde onderzoeksgebied is de mogelijke applicaties die van een ATM netwerk gebruik zullen maken.

7.3. *Standaardisatie*

De eerste CCITT aanbeveling moet voor het eind van 1990 gereed zijn. Hierin staan de basis ATM standaards verwoord zoals het protocol reference model, de celgrootte en de headerfunctionaliteiten. Het biedt een goed uitgangspunt voor verdere ontwikkeling van het ATM netwerk.

Voordracht gehouden tijdens de 377e werkvergadering.

Asynchronous Transfer Mode (ATM) Schakelarchitecturen

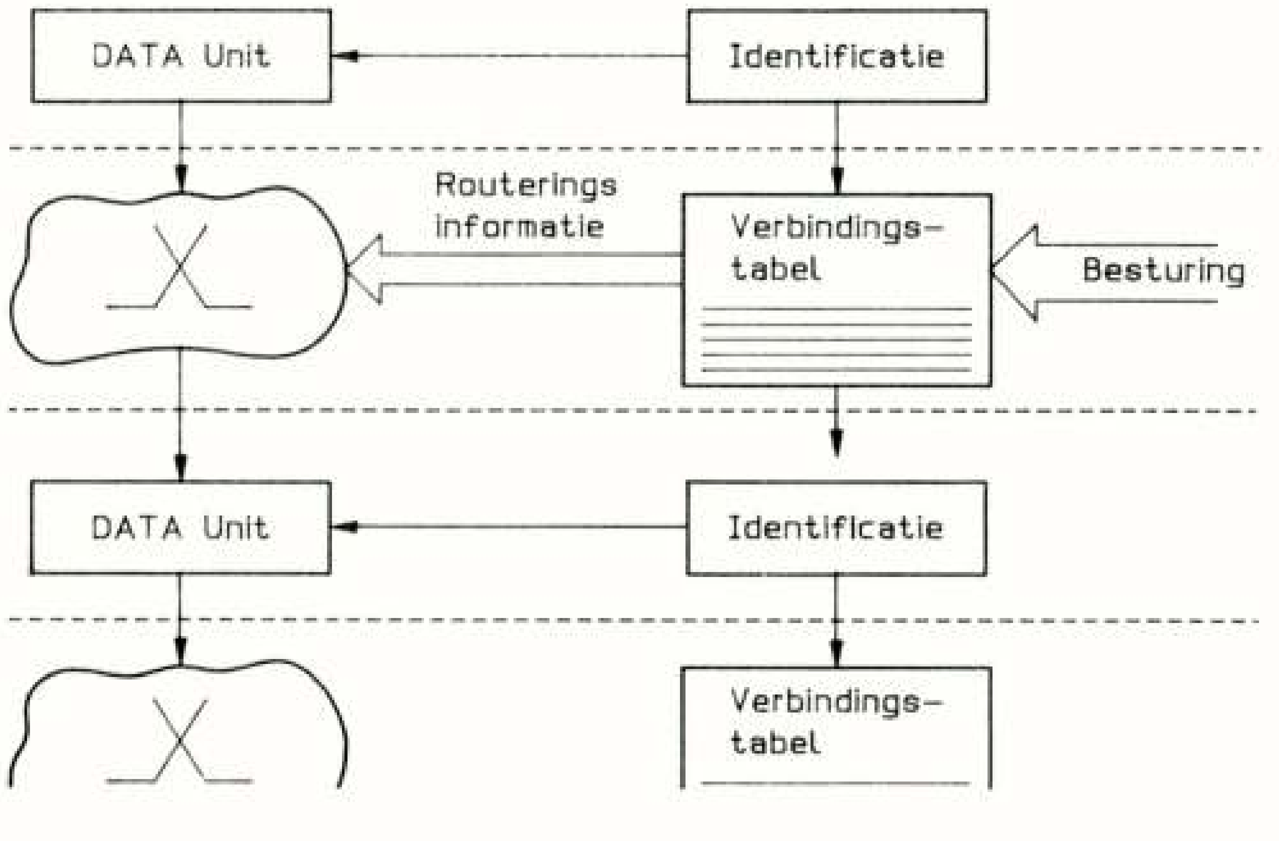
ir R.J.F. de Vries
PTT Research Neher Laboratorium

Broadband ISDN will use the Asynchronous Transfer Mode (ATM) as its basic switching, multiplexing and transmission technique. ATM is very flexible and promising, however, it requires high-performance switching hardware. First part of this paper describes the environment in which the ATM Switching Fabric (ASF) has to operate. Next, the main requirements imposed on ASFs and ATM Switching Elements (ASEs) relating to performance, hardware and properties are discussed. A good taxonomy for the classification of ATM switch architectures is hard to find. This paper shows the reason why and subsequently attempts to classify ATM switch architectures based on the placement and usage of buffers. Finally an architecture, called 'Gauss', is proposed which can possibly meet ATM requirements. Using traffic observations and a number of well-known design principles Gauss gets a number of favourable properties, for example Gauss is non-blocking and has minimum delay and variance of delay. The architecture is kept modular so that it can easily grow towards a large single stage switching fabric using only two types of Integrated Circuits.

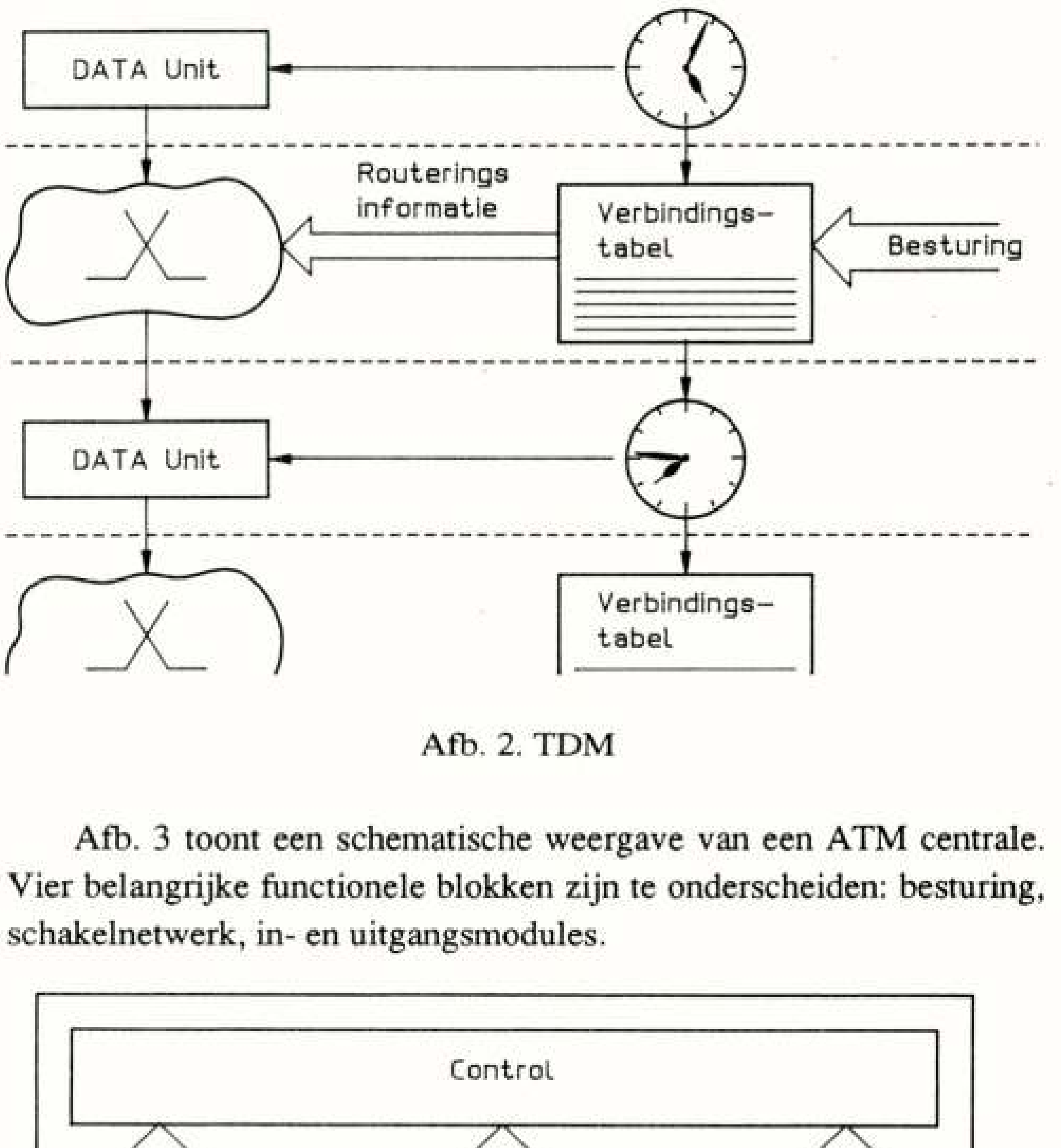
1. Inleiding

In een ATM-netwerk wordt informatie afkomstig van abonnees getransporteerd op basis van 'cellen', basisdataeenheden die bestaan uit een 'header' voor netwerkgerelateerde informatie en een informatieveld voor de gebruikersinformatie. Deze velden zijn resp. 5 en 48 octetten groot. Aan de hand van identificatieinformatie in de header kunnen cellen afkomstig van verschillende bronnen in de knooppunten van elkaar worden onderscheiden en door het netwerk worden gerouteerd.

ATM is 'connection-oriented'; gedurende de verbinding is er een route door het netwerk gemarkeerd en zijn transmissie- en schakelmiddelen gereserveerd. In ieder knooppunt op de route is vastgelegd naar welke uitgang een cel, afkomstig van een bepaalde bron, moet worden geleid en wat zijn nieuwe header moet worden. Deze informatie is in verbindingstabellen opgeslagen en wordt m.b.v. de oude header gelezen; dit is schematisch weergegeven in Afb. 1. Deze procedure verschilt met het schakelen van tijdverdeelde frames in de op de Synchronous Transfer Mode (STM) gebaseerde netwerken, waarbij een tijdsreferentie een kanaal identificeert en het ophalen van schakelinformatie cyclisch plaatsvindt (Afb. 2). De vertaling van de header is niet altijd nodig. In het geval van 'cross-connecting' (het semi-permanent routeren van een verzameling van virtuele kanalen) is geen of hoogstens translatie van alleen de Virtual Path Identifier (VPI) nodig.

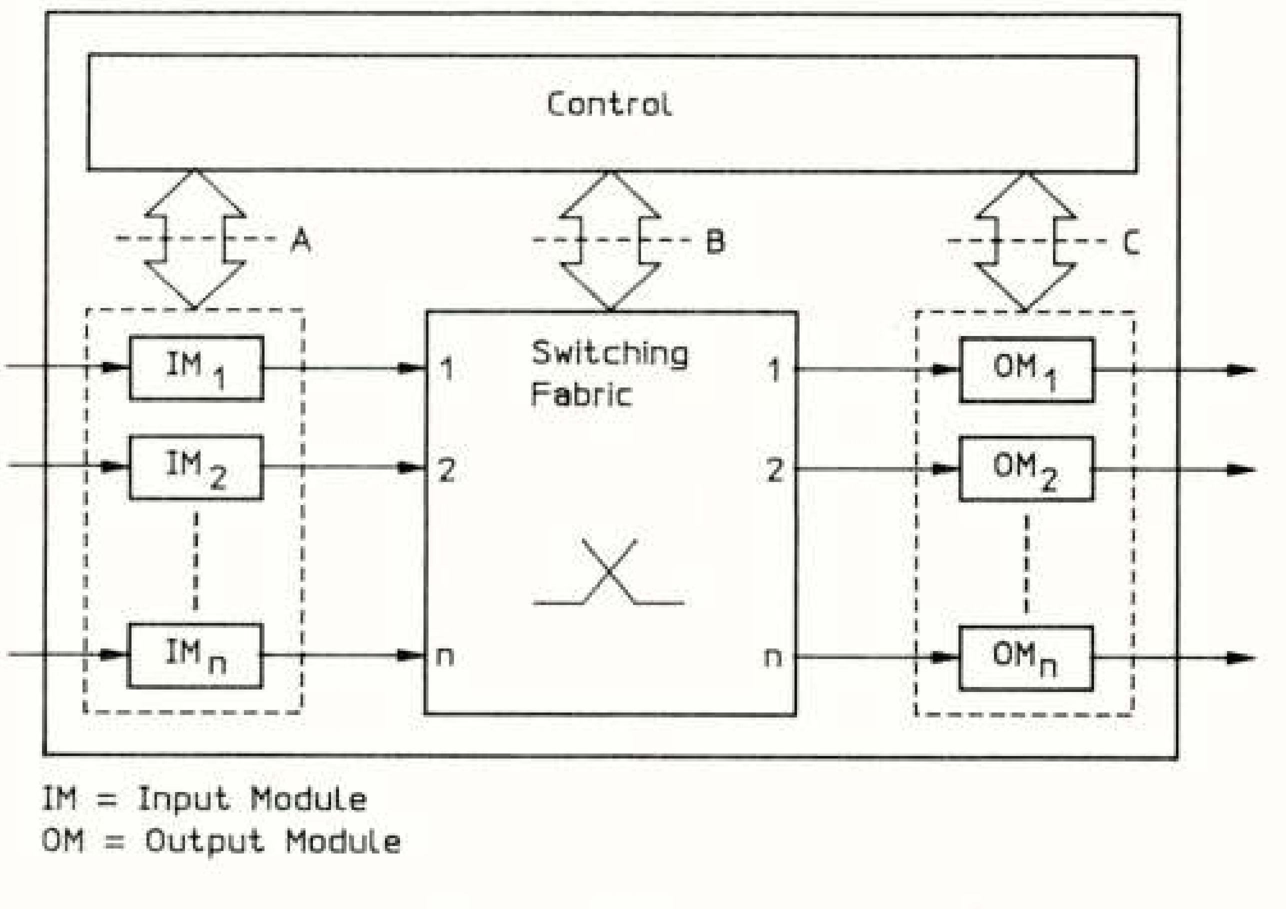


Afb. 1. ATM



Afb. 2. TDM

Afb. 3 toont een schematische weergave van een ATM centrale. Vier belangrijke functionele blokken zijn te onderscheiden: besturing, schakelnetwerk, in- en uitgangsmodules.



Afb. 3. ATM centrale

De besturing is het 'hersenorgaan' van de centrale. Besturing is niet alleen nodig voor het opzetten en verbreken van verbindingen, maar ook voor administratie, beheer, signalering, etc. Er zijn drie

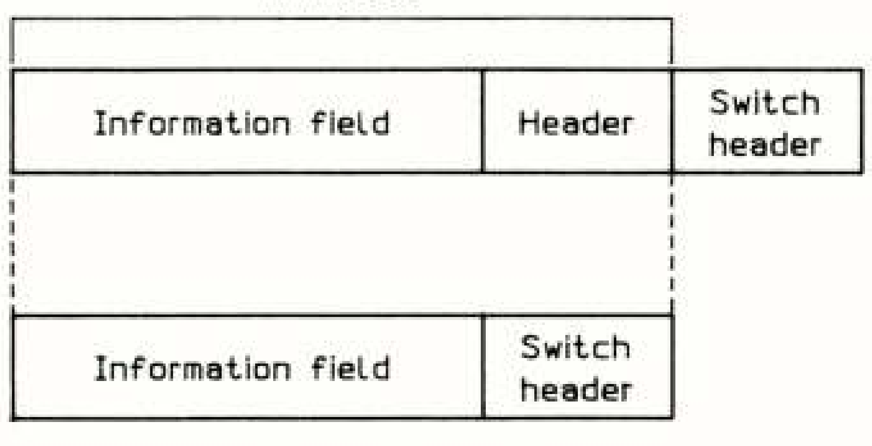
interfaces met de andere functionele blokken te onderscheiden waarover, afhankelijk van de werkelijke architectuur, een besturingsprotocol is gedefinieerd.

In- en uitgangsmodules vormen de interfaces met de in- en uitgaande lijnen van de centrale. Mogelijke functies van de ingangsmodules zijn o.a. het terugwinnen van bit- en celsynchronisatie, synchronisatie ten opzichte van andere ingangsmodules, controleren van consistentie van de header aan de hand van het Header Error Control (HEC) veld in de header, policing, het toevoegen van een 'routeing tag', het vertalen van de header in een nieuwe header (headertranslatie), snelheidsaanpassing, bufferen van cellen, conversie van cellen naar een intern formaat, eventueel functies ten behoeve van Synchronous Digital Hierarchy (SHD) transmissie, etc. Mogelijke functies van de uitgangsmodules zijn onder meer de transmissie van cellen, controleren van de headerconsistentie, verwijderen van de routeing tag, snelheidsaanpassing, bufferen van cellen, headertranslatie, SDH-functies, conversie van cellen naar extern formaat, etc.

Het schakelnetwerk schakelt cellen van zijn ingangen naar de uitgangen afhankelijk van schakelinformatie die aan de cel is gerelateerd. Het aantal in- en uitgangen en het gewicht van de in- en uitgangen is afhankelijk van de feitelijke centraleconfiguratie. Voor het schakelen van cellen door het schakelnetwerk zijn twee principes mogelijk, nl. op basis van identificatie of op basis van adresinformatie.

In het eerste geval blijft de identificatiefunctie van de header gehandhaafd en wordt in iedere trap van het schakelnetwerk op basis van deze identificatie geschakeld. Per communicatiesessie wordt er m.b.v. verbindingstabellen een pad door het schakelnetwerk vastgelegd. De hiervoor benodigde communicatie vindt plaats over interface B (Afb. 3).

In het tweede geval wordt buiten het schakelnetwerk de cel voorzien van een 'routeing tag', d.i. een uitgangsadres, welke in de ingangsmodule is verkregen uit de verbindingstabel (Afb. 4). Deze toevoeging komt neer op een extra veld met als resultaat een kleine snelheidsverhoging. Om dit te voorkomen kan tijdens het schakelen de celheader tijdelijk vervangen worden door een interne header met dezelfde lengte, echter dan moet na het verlaten van het schakelnetwerk wederom een vertaalslag plaatsvinden. Het schakelnetwerk moet bij toepassing van deze methode een 'self routeing'-eigenschap hebben, d.w.z. het schakelen van de cel vindt uitsluitend plaats op basis van het uitgangsadres zonder een pad door het schakelnetwerk in te stellen. Hierdoor maakt het niet uit op welke ingang van het schakelnetwerk de cel wordt aangeboden. Deze werkwijze bemoeilijkt het zenden van één cel naar meerdere uitgangen (multi-cast) doordat de cel alleen naar de uitgang wordt gerouteerd die overeenkomt met zijn bestemmingsadres. Voor meerdere uitgangen zijn meerdere adressen nodig. Voordeel van dit principe is dat het schakelnetwerk meer autonoom kan werken. Voor het opzetten en afbreken van verbindingen wordt nu in plaats van interface B interface A (en eventueel interface C) gebruikt voor het veranderen van verbindingstabellen. Interface B blijft nodig voor het verkrijgen van statusinformatie (bijv. het optreden van fouten, congestie, celverlies, etc.). In plaats van verbindingstabellen in iedere trap van het schakelnetwerk kan worden volstaan met tabellen in de in- en uitgangsmodules. Gezien de grootte van deze tabellen betekent dit een aanzienlijke hardware-reduktie. Ten opzichte van de identificatievelden in de header kan de routeing tag een kleinere grootte hebben, b.v. 14 bits voor het adresseren van meer dan zestienduizend uitgangen.



Afb. 4. Intern formaat

Het ligt voor de hand, alvorens de verschillende basisarchitecturen onder de loep te nemen, eerst de diverse criteria te beschouwen waaraan ATM schakelarchitecturen moeten voldoen.

2. Criteria

Bij het selecteren van een geschikte architectuur voor het schakelen van ATM-cellen spelen diverse aspecten een rol. Wil een architectuur toepasbaar zijn, dan moet hij aan een aantal criteria voldoen en daarbij goede eigenschappen hebben. De belangrijkste criteria en eigenschappen worden nu kort toegelicht. Een aantal criteria, zoals b.v. complexiteit, kosten, onderhoudbaarheid en repareerbaarheid zijn evident en algemeen geldig en zullen daarom niet aan bod komen.

2.1 Criteria t.a.v. prestatie ('performance')

Throughput

Gezien het breedbandige karakter van ATM is voldoende throughput ('doorschakelcapaciteit') een zeer belangrijke eis. Afhankelijk van de grootte van het schakelnetwerk (het aantal in- en uitgangen) en de snelheden op de links zal de totale throughput T van een ATM centrale in de ordegrootte van enige tientallen tot duizenden Gigabits per seconde zijn. Tabel 1 geeft op basis van SDH transmissiesnelheden een indicatie voor de te verwachten totale en voor verkeer beschikbare throughput van ATM schakelnetwerken. Hierbij is er bij het berekenen van de totale beschikbare throughput van uitgegaan dat ATM links niet meer dan voor 75% worden belast (headeroverhead is 9.4%).

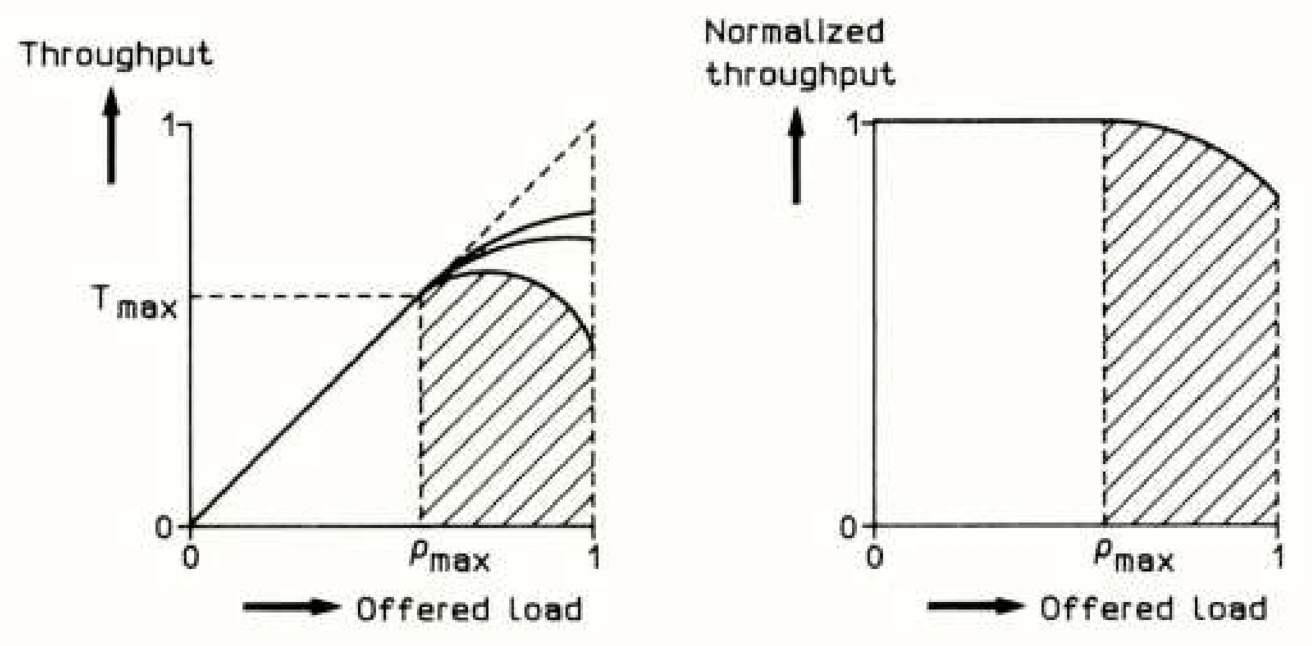
SDH-frame	Transm. capacity (Mbit/s)	ATM-payload (Mbit/s)	Total throughput		Available throughput	
			n=500 (Gbit/s)	n=10000 (Tbit/s)	n=500 (Gbit/s)	n=10000 (Tbit/s)
STM-1	155	150	75	1.5	50	1
STM-4	622	600	300	6	200	4

Tabel 1. Throughput.

Om verschillende schakelnetwerken op prestatie te kunnen vergelijken moet men een andere definitie van throughput hanteren, nl. het deel van het totaal aantal cellen (gebruikt en niet-gebruikt) wat gebruikt het schakelnetwerk verlaat. Afb. 5 toont links throughput $T(\rho)$ als functie van de aangeboden belasting ρ. Bij kleine belastingen kunnen alle volle cellen worden gerouteerd en is $T(\rho)$ gelijk aan ρ, echter bij grotere belastingen zullen cellen verloren gaan als gevolge van congestie en is $T(\rho)$ kleiner dan ρ. Celverlies is toegestaan tot een bepaalde waarde, de Cell Loss Ratio (CLR). De CLR is het deel van de gebruikte cellen wat in het schakelnetwerk verloren gaat en wordt gegeven door:

$$CLR = 1 - {}^{T(\rho)}/_{\rho} \qquad (1)$$

De belasting waarbij deze CLR nèt niet overschreden wordt noemen we ρ_{max}. Dit is een reëele maximale belasting in die zin dat nergens in het schakelnetwerk door het stapelen ('multiplexen') van verkeer (hetzij op een interne link, hetzij bij een uitgang) een kritische drempel, waarbij buffers vollopen en het systeem instabiel wordt, wordt overschreden. Het spreekt vanzelf dat ρ_{max} een belangrijke grootheid bij het vergelijken van schakelarchitecturen is. Een andere



Afb. 5. Throughput en Genormaliseerde Throughput curves

manier om schakelnetwerken te vergelijken is aan de hand van de genormaliseerde throughput $T_n(\rho)$ als functie van ρ (Afb. 5 rechts). Zodra $T_n(\rho)$ afwijkt van 1 treedt celverlies op.

T.a.v. celverlies behoeft het schakelnetwerk niet beter te presteren dan de gestelde norm. Soms is het mogelijk door het introduceren en accepteren van (een klein beetje) extra celverlies te besparen op hardware.

Vertraging

Beperkingen t.a.v. vertraging en variatie in vertraging worden opgelegd door eisen m.b.t. real-time applicaties. Naast vaste vertragingen door transmissiepropagatie is er in ATM netwerken een extra vertragingscomponent die niet te vermijden is, varieert en ontstaat door het stochastische karakter van ATM. Eisen t.a.v. maximale vertraging bestaan al langer in openbare netten (b.v. het openbare telefoonnet), echter de eis t.a.v. de variatie in doorloopvertraging van de cellen van één verbinding is nieuw. Deze variatie moet in de eindapparatuur van het ATM netwerk worden ondervangen en vereist het elastisch bufferen van cellen. Hoe groter de variatie in vertraging, des te groter de benodigde buffers zullen zijn (in de tijd tussen de aankomst van twee opeenvolgende cellen loopt het buffer leeg).

De gemiddelde vertraging die cellen oplopen tijdens de doorloop door het schakelnetwerk is een functie van de momentane belasting en zal toenemen bij een groter wordende belasting. Maximale vertraging τ_{max}, die van belang is voor de beoordeling van de architectuur op geschiktheid voor ATM, treedt op bij de maximale belasting ρ_{max}. Om verschillende architecturen beter te kunnen vergelijken is het beter de vertragingstijden te normaliseren naar het aantal tijdsloten vertraging (een tijdslot is in dit geval gelijk aan de duur van een cel).

2.2 Criteria t.a.v. hardware

Modulariteit

In beginsel zal een schakelnetwerk gedimensioneerd zijn op een bepaald aantal in- en uitgangen. Wanneer echter het verkeerspatroon een verandering ondergaat en er meer verkeer wordt aangeboden, moet het schakelnetwerk groeien en moeten er een aantal in- en uitgangen bij komen liefst zonder grote gevolgen voor het bestaande schakelnetwerk. Het is vanzelfsprekend dat een modulair ontwerp het toevoegen van in- en uitgangen gemakkelijker maakt.

Efficiëntie

Uiteraard moet niet meer hardware worden gebruikt dan strikt noodzakelijk is. Dit geldt met name voor de toepassing van geheugens. Het gebruik van buffers in ATM schakelnetwerken is een gegeven; het kan niet vermeden worden. Iedere cel die moet worden opgeslagen heeft 424 (53 x 8) geheugencellen (bits) nodig. Wanneer b.v. per uitgang 100 bufferplaatsen nodig zijn en het schakelnetwerk 100 uitgangen heeft is de totale vereiste geheugencapaciteit ± 4.2 Mbit. Dit is een kostbare zaak daar in het algemeen zeer snelle geheugens vereist zijn. Vandaar dat, zolang snelle geheugens nog geheugens vereist zijn. Vandaar dat, zolang snelle geheugens nog duur zijn, efficiënt bufferen belangrijk is.

Integreerbaarheid

Het spreekt voor zich dat, gezien de hoge snelheden en hoeveelheid buffering, de schakelarchitectuur geschikt moet zijn voor Very Large Scale Integration (VLSI). Hierbij komen aspecten om de hoek kijken als het aantal benodigde pinnen, chipoppervlak, snelheden, verbindingen, etc.

Foutentolerantie

Foutentolerantie is een eis die aan vele systemen wordt opgelegd en welke hoger gesteld wordt naarmate er door het optreden van fouten meer schade wordt aangericht. Zo mag ook, gezien de strenge kwaliteitseisen in openbare telecommunicatienetwerken, een fout in het schakelnetwerk geen bestaande verbindingen beïnvloeden of het functioneren van het schakelnetwerk verstoren. Een voor de hand liggende methode voor het verkrijgen van foutentolerantie is het tweevoudig of drievoudig uitvoeren van het schakelnetwerk. Er zijn misschien ook andere oplossingen te bedenken die minder hardware kosten.

Aantal trappen ('stages')

Een schakelnetwerk moet liefst zo min mogelijk trappen hebben; een enkeltraps netwerk verdient de voorkeur boven een meertraps netwerk. In een meertraps netwerk wordt verkeer dat bestemd is voor verschillende uitgangen in het netwerk op tussen de trappen liggende links gestapeld. Er moet dus voor iedere interne link precies worden bijgehouden hoeveel verkeer er op een bepaald moment gestapeld is en of dit niet een kritische drempel overschrijdt. Wanneer er een nieuwe verbinding moet worden opgezet, moet iedere interne link op de route door het netwerk voldoende ruimte voor die verbinding hebben, terwijl in een enkeltraps schakelnetwerk enkel het geaccumuleerde verkeer voor een bepaalde uitgang een rol speelt bij het accepteren van een nieuwe verbinding. Daarnaast treedt er op de interne tussenliggende links interferentie op tussen verkeersstromen die verschillende bestemmingen hebben, hetgeen extra vertraging en variatie in vertraging betekent naast de vertraging die ontstaat doordat cellen tegelijkertijd naar dezelfde uitgang willen.

Afhankelijkheid van de ATM celstructuur

Sinds juli 1989 liggen de groottes van het informatieveld en de header vast. Vóór die tijd was het hoogst onduidelijk wat de uiteindelijke grootte van de ATM-cel zou gaan worden. Het is zeer onwaarschijnlijk dat het huidige formaat, 48 + 5 octetten, nog een verandering zal ondergaan en dus kunnen nieuwe schakelarchitecturen op deze overeenstemming worden afgestemd. Mocht er echter nog iets veranderen, dan kan een min of meer grondige wijziging van het ontwerp danwel de uitvoering nodig zijn. Om dit te voorkomen kan men van een architectuur verlangen dat deze in hoge mate onafhankelijk is van de ATM celstructuur. Ook kan, indien de architectuur onafhankelijk is van de ATM-celstructuur, de oplossing mogelijk in andere op Fast Packet Switching (FPS) technieken gebaseerde netwerken worden gebruikt.

2.3 Criteria t.a.v. eigenschappen:

Geen verstoring van celvolgorde van één VC

ATM is connectie-geörienteerd en dus volgen alle cellen van één verbinding gedurende de communicatiesessie dezelfde route door het netwerk. Hierdoor is handhaving van de oorspronkelijke tijdsvolgorde van de cellen bij aankomst bij de bestemming gewaarborgd. Schakelarchitecturen kunnen meerdere paden tussen hun paren in- en uitgangen hebben, de zgn. 'multi-path' structuren. Wanneer de cellen

van één verbinding verschillende paden kunnen volgen om uiteindelijk toch bij dezelfde uitgang te arriveren, zou door verschillen in vertraging een verstoring van de celvolgorde kunnen optreden. Er zijn in dat geval extra maatregelen nodig (bijv. een tijdsstempel). 'Single-path' architecturen kennen dit probleem niet.

Men kan zich afvragen wat het gevolg is van één volgordeverstoring en hoe dit zich verhoudt ten opzichte van celverlies. Wanneer de consequenties niet ernstiger zijn dan de gevolgen van celverlies kan onderscheid worden gemaakt tussen 'absoluut geen' en 'een kleine kans' op volgordeverstoring. Net zoals bij celverlies zou het toestaan van een kleine kans op het optreden van volgordeverstoring misschien een aanzienlijke hardware-reductie kunnen opleveren.

Non-blocking

Een schakelarchitectuur is 'non-blocking' wanneer cellen die bestemd zijn voor verschillende uitgangen elkanders loop door het schakelnetwerk niet beïnvloeden. Hierdoor bestaat de opgelopen vertraging, naast een vaste component veroorzaakt door propagatievertraging, alleen uit een component die voortvloeit uit het gegeven dat meerdere cellen tegelijkertijd op één uitgaande link gezet willen worden, zonder een extra vertragingscomponent als gevolg van interne congestie in het schakelnetwerk.

Deze definitie van non-blocking wijkt af van de definitie die men gewend is bij circuitschakelen, waarbij een schakelnetwerk het stempel 'non-blocking' draagt wanneer, in het geval van een vrij slot op de inkomende en een vrij slot op de uitgaande link, het altijd mogelijk is om een verbinding tussen deze slots te bewerkstelligen, ongeacht de toestand van het schakelnetwerk. De vertaling van deze oorspronkelijke definitie naar ATM luidt als volgt: een ATM schakelnetwerk is 'non-blocking' wanneer er, bij genoeg capaciteit op een ingaande en uitgaande link, altijd een verbinding gemaakt kan worden tussen de ingaande en uitgaande link die voldoet aan de gestelde eisen t.a.v. celverlies en vertraging).

Multi-/broadcast-mogelijkheden

Gezien de eisen t.a.v. B-ISDN moeten ATM schakelnetwerken beschikken over multi- en broadcast-mogelijkheden (denk aan o.a. tele-conferencing en distributief verkeer). Onder een broadcast wordt verstaan dat een cel naar iedere uitgang van het schakelnetwerk wordt gezonden, terwijl bij een multicast een cel slechts selectief naar een aantal uitgangen wordt gestuurd, afhankelijk van de configuratie van de communicatiesessie. Het blijkt dat bij veel architecturen broadcasting van cellen vrij eenvoudig is terwijl multicast meer problemen geeft. Oorzaak is dat bij een multicast verbinding het precies bekend moet zijn voor welke uitgangen de cel bestemd is. Een broadcast d.m.v. één bit worden aangegeven.

Prioriteiten

Cellen ondergaan een bepaalde behandeling in het schakelnetwerk. Ze ondervinden vertraging: wanneer meerdere cellen naar dezelfde uitgang willen kan er maar één direct bediend worden en de rest moet even wachten. Bij zware belasting van het schakelnetwerk kunnen er, als gevolg van congestie, cellen verloren gaan. In beide gevallen moeten er cellen worden geselecteerd, in het eerste geval cellen die bediend worden en in het tweede geval cellen die verloren gaan. Bij deze beslissingsprocessen kan wel of geen onderscheid worden gemaakt tussen de cellen. Het kan nodig zijn bij bepaalde applicaties cellen d.m.v. een prioriteitsaanduiding in aanmerking te laten komen voor een voorkeursbehandeling en hierdoor te beschermen tegen vertraging of verlies bijv. bij real-time toepassingen en signaleringsverkeer. In dat geval moeten de schakelmiddelen deze prioriteitsbehandeling ook bieden.

3. Basisarchitecturen

3.1 Classificatie

Er is al langere tijd onderzoek naar schakelarchitecturen voor ATM of Fast Packet Switching (FPS) gaande en er zijn reeds een aantal publicaties van geavanceerde ontwerpen verschenen. Projecten als 'Prelude' [1] en 'Starlite' [2] demonstreerden halverwege de tachtiger jaren de levensvatbaarheid van ATM en maakten de weg vrij naar verder ATM onderzoek. Ondertussen beloopt het aantal verschillende schakelarchitecturen naar schatting enkele tientallen en begint er enige tekening te komen in de onderlinge relaties tussen deze architecturen. Een probleem hierbij is dat sommige architecturen betrekking hebben op een ATM schakelelement (ASE), terwijl andere architecturen zich richten op een groter schakelnetwerk, een 'ATM Switching Fabric' (ASF).

Classificatie is een middel om overzicht en ordening te verkrijgen en te komen tot een ordeningssysteem waarin onderlinge relaties tussen verschillende architecturen tot uiting komen. Afhankelijk van bepaalde criteria kan men verschillende klassen van basisarchitecturen onderscheiden en bestaande architecturen plaatsen. Een eerste intuïtieve en min of meer op topologie gebaseerde benadering van het classificatieprobleem was de onderverdeling in bus-, ring-, gemeenschappelijk geheugen- en interconnectiearchitecturen. Dit schema is echter te grof en kan niet gebruikt worden om een goed overzicht van basisarchitecturen te geven. Er moet gezocht worden naar een andere betere oplossing. Het blijkt dat het niet echt gemakkelijk is om tot een goed allesomvattend classificatieschema voor ATM schakelarchitecturen te komen; er zijn zeer veel keuzevrijheden bij het ontwerpen van schakelarchitecturen, bijvoorbeeld:

Plaatsing en gebruik van buffers

In ATM moet gebufferd worden. Het preciese gebruik van buffers heeft grote gevolgen voor de prestatie van het schakelarchitectuur.

Aantal paden tussen in- en uitgangsparen

Tussen ieder paar in- en uitgangen kunnen één of meer routes door het schakelnetwerk mogelijk zijn. In het eerste geval spreekt men van een 'single-path' netwerk, in het tweede geval van een 'multi-path' netwerk. Een single-path schakelnetwerk is kwetsbaarder dan een multi-path netwerk: wanneer in een single-path netwerk een pad uitvalt is er geen verkeer meer mogelijk tussen de betrokken in- en uitgang. Multi-path kan echter leiden tot volgordeverstoring van de cellen van één bron wanneer gedurende een verbinding de cellen van die verbinding verschillende wegen door het schakelnetwerk kunnen volgen. Er zijn dan extra maatregelen nodig teneinde de volgorde te garanderen (b.v. het meegeven van een tijdsstempel bij binnenkomst).

Gebruik van media

Bij het toepassen van een bepaald medium is gedeeld ('shared', zoals bijv. een bus) of niet-gedeeld (exclusief) gebruik van het medium mogelijk. In het eerste geval kan efficiënt van het medium gebruik worden gemaakt, echter er is een arbitrageproces, ofwel 'mediumtoegangsprotocol', nodig dat de toegang tot het medium regelt. Bijkomstig nadeel is de extra en variabele vertraging die hierdoor ontstaat.

Schakelmethode

Het is in de inleiding reeds naar voren gekomen dat een schakelnetwerk zelf-routerend of niet zelf-routerend kan zijn en hierbij resp. op basis van een adresveld ('routeing tag') of identificatie schakelt. De keuze tussen beide principes heeft gevolgen voor het gebruik van verbindingstabellen en het verkrijgen van multicast-mogelijkheden.

Interne snelheid

Voor het verkrijgen van betere prestaties kan het nodig zijn om de interne snelheid te verhogen. De maximale interne snelheid wordt echter begrensd door de technologie.

Aantal trappen

Onderscheid kan worden gemaakt tussen enkel- en meertraps-schakelnetwerken. Vanuit prestatie- , besturings- en beheersoogpunt verdient een schakelnetwerk met zo min mogelijk trappen de voorkeur (zie 2.2).

Blokkering

Schakelnetwerken kunnen een 'non-blocking' eigenschap hebben (zie 2.3).

Intern formaat van de te schakelen dataeenheid

Een cel kan in het schakelnetwerk als één geheel of in brokken (stukjes) worden geschakeld. Benamingen voor deze methodes zijn resp. 'mono-slot' en 'multi-slot'. In het geval van een multi-slot aanpak zijn weer meerdere opties mogelijk, b.v. de keuze tussen het voorzien van elke 'mini-slot' van een eigen header, of het toepassen van een trein van bij elkaar horende mini-slots met één tijdelijke interne header.

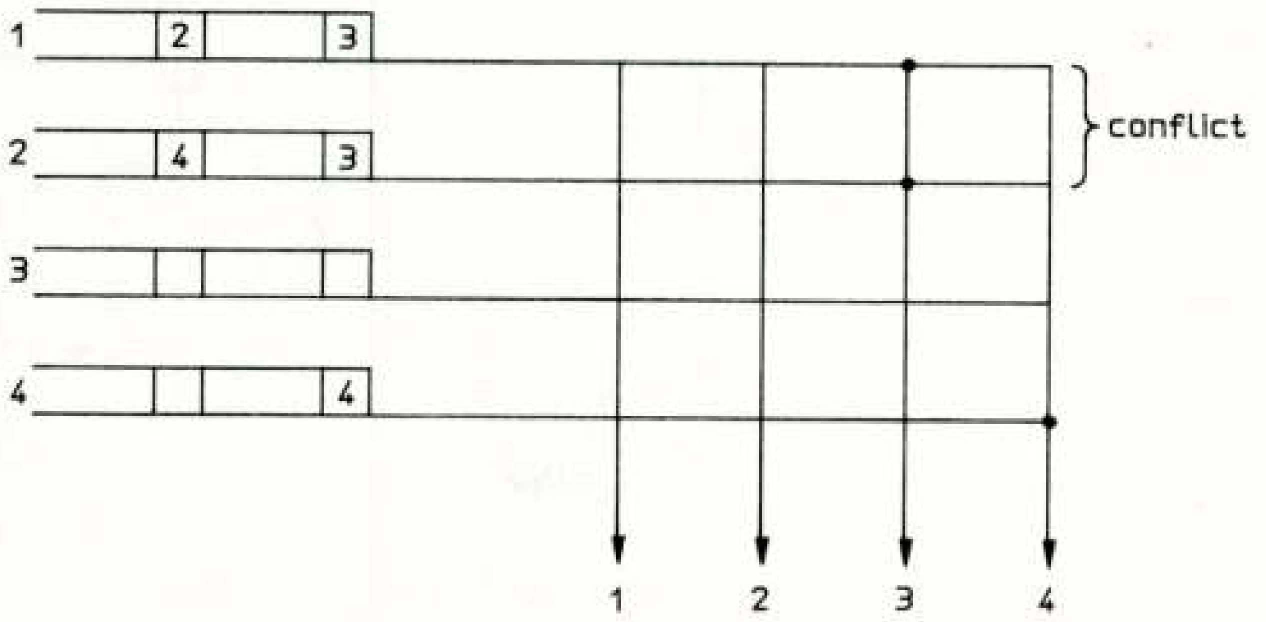
Topologie

Tenslotte is het bij het classificeren ook mogelijk te letten op de topologie van de architectuur (b.v. ring, bus, ster, etc.).

Een classificatie op basis van de plaatsing en het gebruik van buffers in een ATM schakelelement wordt nu kort behandeld.

3.2 Architecturen op basis van plaatsing buffers

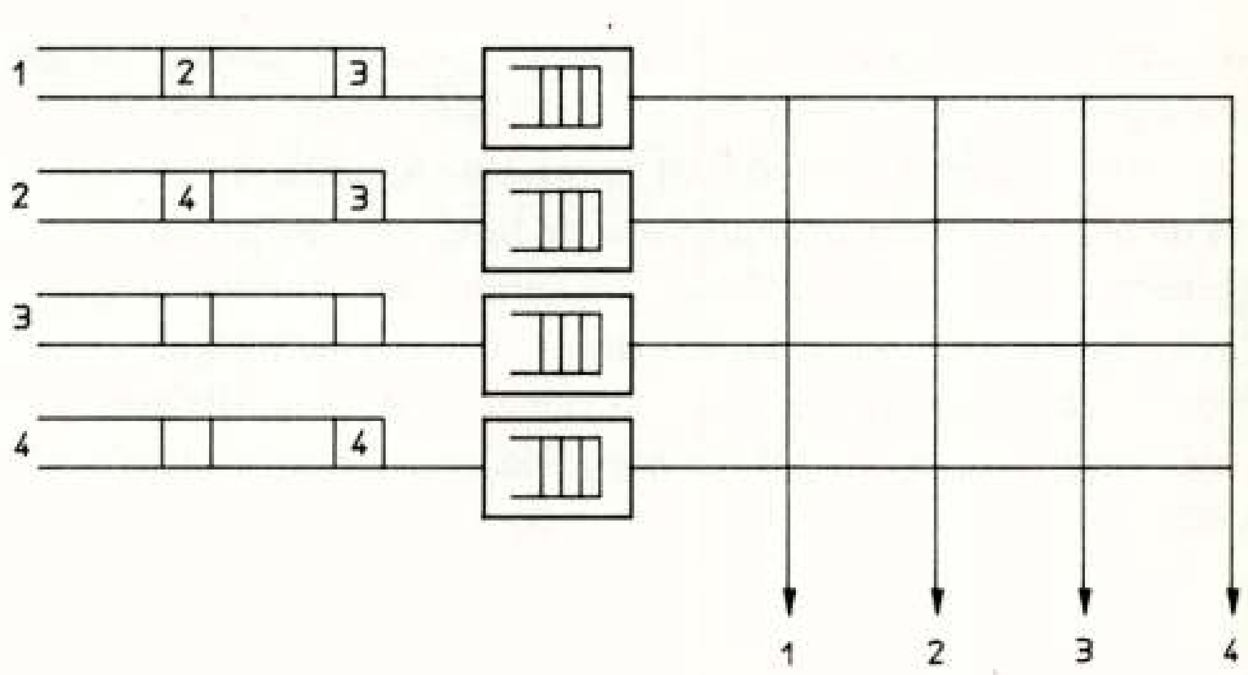
Het grote verschil tussen ATM en STM is dat in STM de aankomst van dataeenheden te coördineren is, terwijl in ATM de aankomst van dataeenheden, de cellen, een stochastisch proces is. De conflicterende situatie dat twee of meer dataeenheden tegelijkertijd naar een uitgang willen, zoals getoond in Afb. 6, kan zich in STM eenvoudigweg niet voordoen. Een tijdslot op een uitgaande lijn kan maar met één cel worden gevuld zodat andere cellen die ook voor die uitgang bestemd zijn zullen moeten wachten: er is extra buffering nodig. Nu aangetoond is dat er sowieso moet worden gebufferd volgt de vraag hoe dit het beste kan geschieden.



Afb. 6. Optreden v.e. conflict

Input buffering

Een eerste voor de hand liggende oplossing is het plaatsen van FIFO (First In First Out, wie het eerst komt die het eerst maalt) buffers daar waar de conflicten optreden, nl. bij de ingangen (zie Afb. 7). Gedurende ieder tijdslot kunnen een aantal cellen naar verschillende uitgangen worden geleid, waarbij andere cellen die voor dezelfde uitgang bestemd zijn moeten wachten in de FIFO's. Het

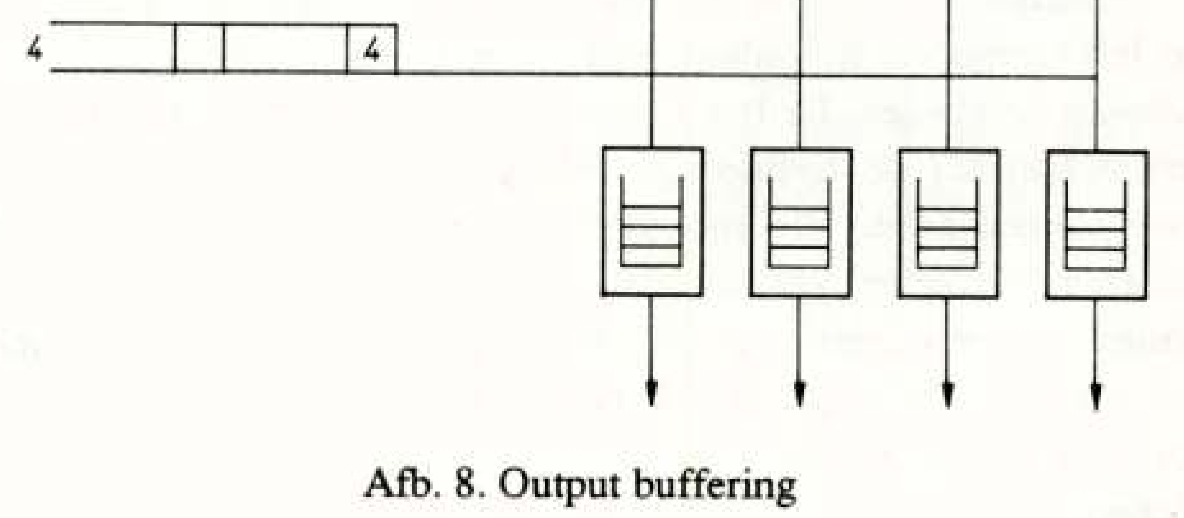


Afb. 7. Input buffering

selecteren van de cel die zijn weg mag vervolgen kan op verschillende manieren, b.v. willekeurig, cyclisch of volgens prioriteiten. Input buffering is een eenvoudige oplossing echter de resulterende maximale cellendoorvoer is zeer beperkt door het optreden van zgn. 'Head-Of-Line' (HOL) blokkering. Wanneer een cel moet wachten ten gevolge van een conflictsituatie en er in de FIFO buffer nog cellen zitten voor andere uitgangen, blokkeert de eerste cel de weg voor de anderen. Tegelijkertijd had bijv. een cel verderop in de buffer naar een andere (vrije) uitgang kunnen worden geleid terwijl deze uitgang nu onbenut blijft. De situatie is te vergelijken met een verkeerskruispunt zonder uitvoegstrook waar u rechtsaf wilt slaan, een auto voor u voorrang aan een auto van rechts moet verlenen en u hierdoor de doorgang belet. HOL blokkering heeft tot gevolg dat al bij een lage belasting (± 58%) congestie optreedt: buffers lopen vol en met als resultaat celverlies. Een oplossing voor dit probleem is om geen FIFO mechanisme te gebruiken, maar verder in de buffers te kijken bij het zoeken naar een cel die mogelijk geschakeld kan worden. Er zijn hiervoor reeds verschillende uitvoeringen bedacht. De besturing van het schakelelement wordt hierbij in het algemeen veel complexer.

Output buffering

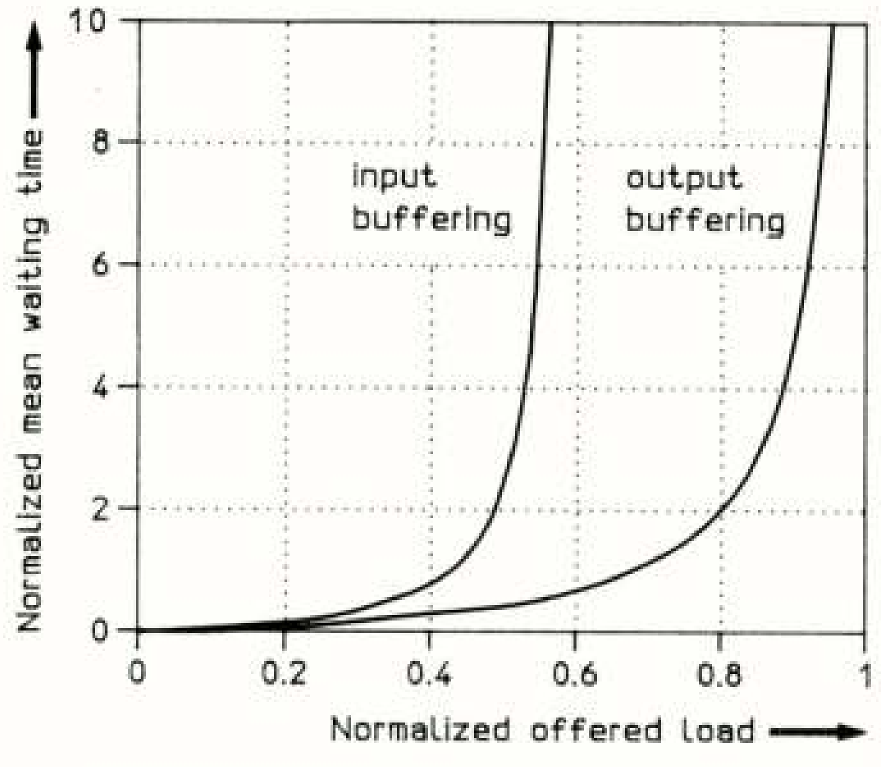
Een tweede mogelijkheid om contentie te ondervangen is het plaatsen van FIFO buffers bij de uitgangen; zie Afb. 8. Door de architectuur op een hogere snelheid te laten werken kunnen meerdere cellen van verschillende ingangen in één tijdslot het uitgangsbuffer bereiken. Wanneer er *n* ingangen zijn moet de snelheid van de matrix *n* maal zo groot zijn omdat de kans bestaat dat alle cellen tegelijkertijd naar één uitgang moeten worden gerouteerd. Willen er absoluut geen cellen verloren gaan, dan mag de interne snelheid niet lager zijn. Het blijkt echter dat, bij bepaalde verkeersaannames, de kans dat er meer dan 8 tot 12 cellen tegelijkertijd voor één uitgang arriveren zeer klein is, zodat een snelheidsfactor van 8 tot 12 toereikend is voor het goed functioneren van het schakelelement. In plaats van het verhogen van de snelheid kan er ook worden gekozen voor het implementeren van meerdere parallelle paden naar de uitgangsbuffers. Hierbij hoort



Afb. 8. Output buffering

eenzelfde beschouwing (ten hoogste 12 parallelle paden naar één uitgangsbuffer).

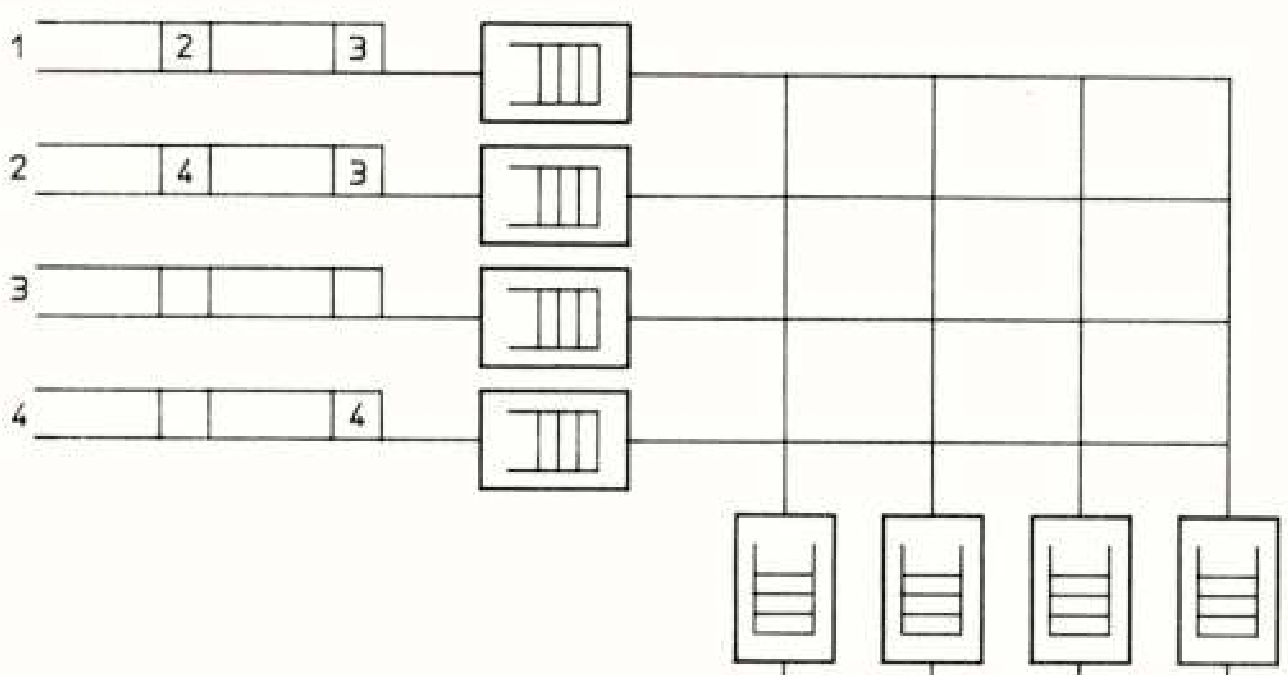
Afb. 9 toont nu het verschil in prestatie tussen input gebufferde en output gebufferde structuren aan de hand van een grafiek van de (genormaliseerde) gemiddelde wachttijd als functie van de (genormaliseerde) aangeboden belasting. Er moet hierbij wel vermeld worden dat, vanwege de hogere snelheid of de parallelle paden (= meer hardware) bij output buffering, de vergelijking niet helemaal eerlijk is.



Afb. 9. Input buffering vs. output buffering

In- en output buffering

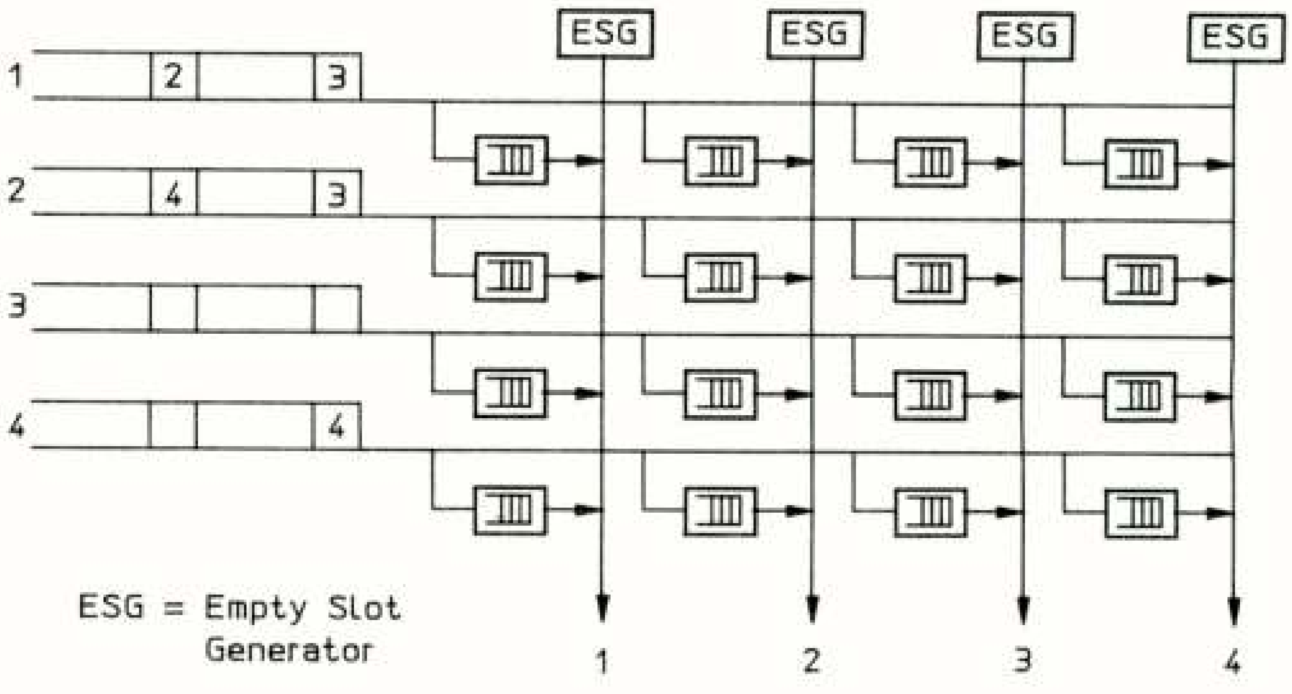
In- en output buffering is een mengvorm van pure input buffering en output buffering (Afb. 10). Ten opzichte van input en output buffering kunnen de buffers kleiner zijn (niet het totale aantal buffers!) en ten opzichte van output buffering kan de interne snelheid lager zijn. Net zoals bij input buffering is er een arbitrageproces nodig voor de toewijzing van transfers. Prestaties zijn niet beter dan pure output buffering.



Afb. 10. In/output buffering

Gecombineerde buffering

Een andere tussenvorm tussen input en output buffering is gecombineerde buffering, zie Afb. 11. Vanwege zijn topologie wordt deze structuur ook wel de 'matrix of slotted buses' genoemd. Iedere in- en uitgangspaar heeft een eigen FIFO buffer welke geplaatst is in de kruispunten van de matrix. Inkomende cellen worden op de horizontale bus gezonden en zodoende door ieder aan die bus verbonden kruispunt ontvangen. De bus fungeert als een zgn. 'broadcast bus' en hieraan ontleent de architectuur zijn goede broad/multicast eigenschap. Alleen cellen die voor de betreffende uitgang bestemd zijn worden in het buffer geplaatst. Alle buffers behorende bij een uitgang vormen tezamen logisch gezien één uitgangsbuffer. Een arbitragemechanisme moet voor FIFO-werking zorgdragen. De ingangen zijn door de buffers onderling ontkoppeld, d.i. zij behoeven niet synchroon te lopen.



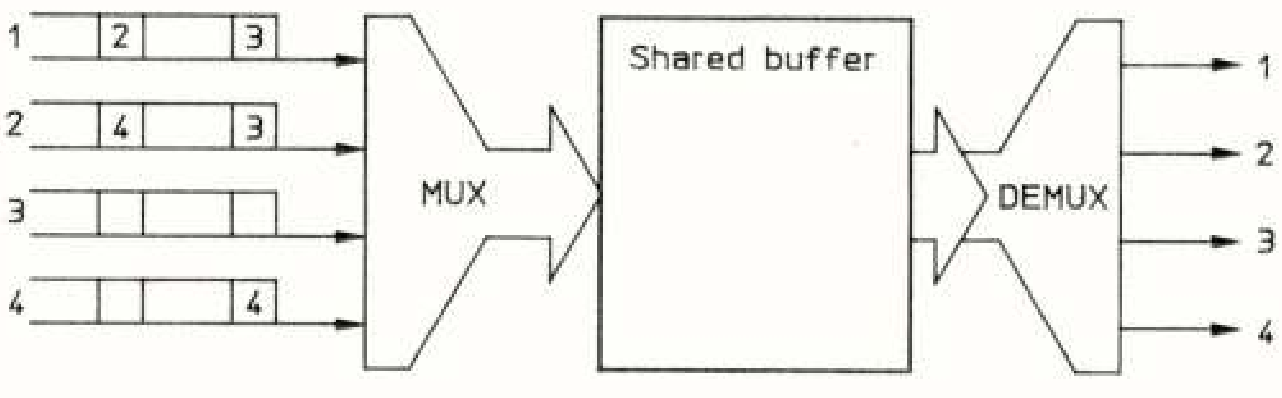
Afb. 11. Gecombineerde buffering

Een nadeel van gecombineerde buffering is de grote hoeveelheid hardware die nodig is, zeker bij grote schakelelementen: de benodigde hoeveelheid hardware groeit kwadratisch met de toename van de grootte. Het aantal bufferplaatsen nodig voor een goede werking is zeer groot ten opzichte van output buffering. Gecombineerde buffering wordt voornamelijk gebruikt als architectuur voor kleinere schakelelementen.

Gemeenschappelijke buffering

Statistisch gezien zullen de buffers bij output buffering nooit allemaal tegelijkertijd vol zijn. Vanuit deze redenering kan op geheugenruimte worden bespaard indien de totale beschikbare opslagcapaciteit wordt gedeeld door alle in- en uitgangen. Dit principe wordt 'gemeenschappelijke buffering' genoemd.

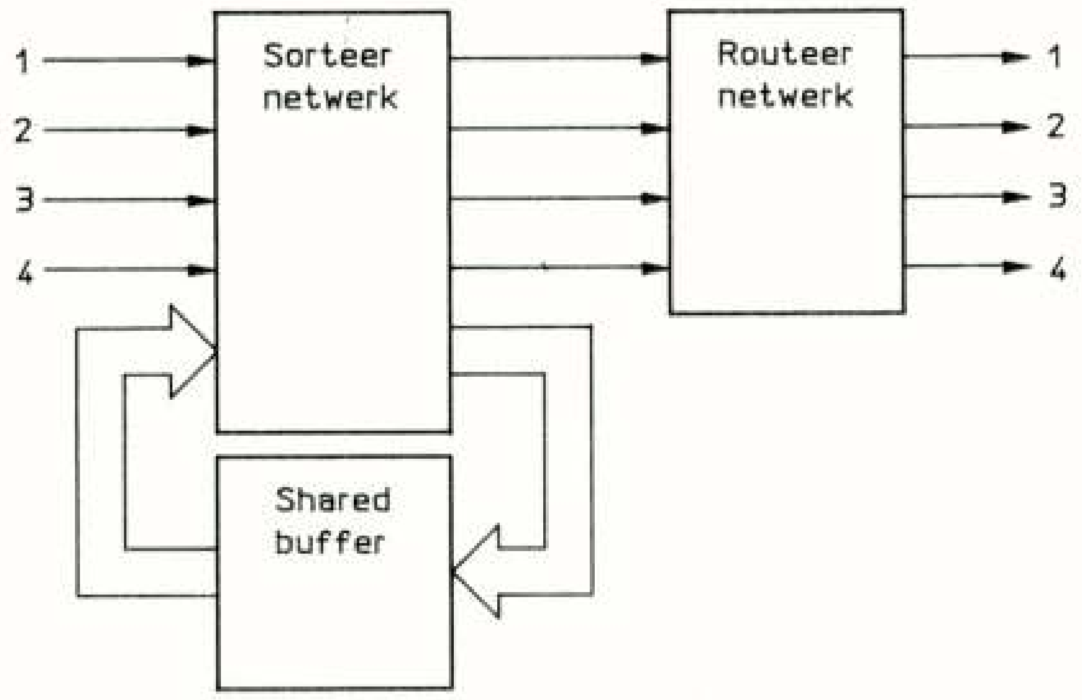
Afb. 12 toont een eerste architectuur die gebruik maakt van dit principe. De arriverende cellen van de inkomende lijnen worden gestapeld en in een geheugen opgeslagen waarbij lege cellen genegeerd worden. Logische output queues worden m.b.v. een pointermechanisme door centrale geheugenbesturing bijgehouden. Deze geheugenbesturing zorgt er voor dat cellen op het goede moment uit het geheugen worden gelezen en hierdoor, na demultiplexen, bij de goede uitgang terechtkomen. Multicast verbindingen zijn eenvoudig mogelijk doordat cellen meerdere malen uit het geheugen kunnen worden geëxtraheerd. Tegenover de goede bufferefficiëntie staan als nadelen de beperking t.a.v. het aantal in- en uitgangen van het schakelelement (grootte wordt beperkt door snelheidsgrenzen van het geheugen en de multiplexhardware) en gebrek aan modulariteit (na dimensionering ligt de grootte van het element vast, verandering van grootte betekent grondige herziening van het ontwerp).



Afb. 12. Gemeenschappelijke buffering 1

Een andere vorm van gemeenschappelijke buffering is weergegeven in Afb. 13. Cellen worden bij binnenkomst door een Batcher-sorteernetwerk op adresvolgorde gesorteerd. Een Banyan-routeernetwerk kan vervolgens cellen blokkeringsvrij doorschakelen mits zij voor verschillende uitgangen bestemd zijn en gesorteerd en aaneengesloten op naast elkaar liggende links worden aangeboden. Indien meerdere cellen voor één uitgang bestemd zijn, kan één cel de uitgang bereiken en worden de overige cellen tijdelijk opgeslagen in een gemeenschappelijk buffer zodat zij de volgende ronde weer aan het schakelproces kunnen deelnemen. Door dit hercirculeringsmechanisme is er gevaar voor volgordeverstoring van de cellen van een

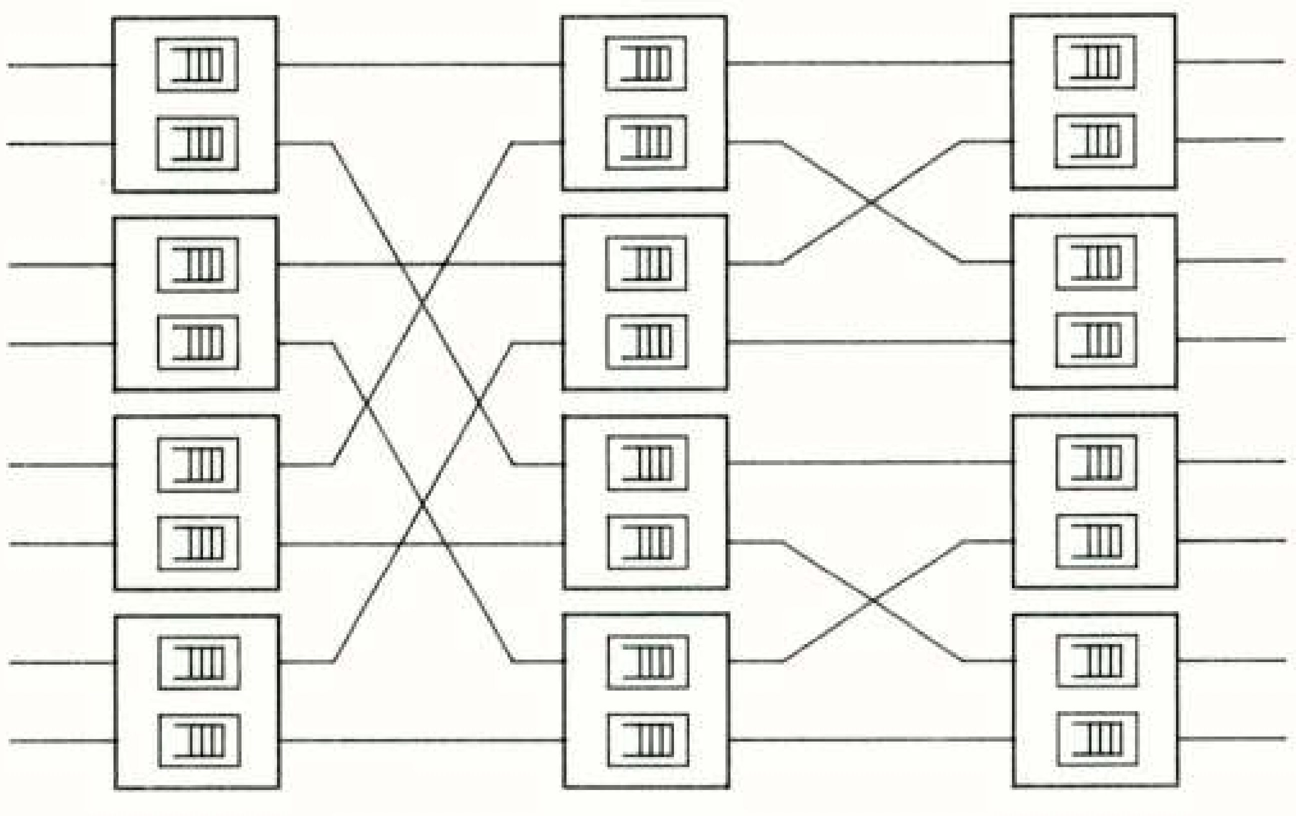
verbinding. Dit kan voorkomen worden door een 'leeftijdsstempel' aan de cellen toe te voegen. Cellen met een hogere leeftijd hebben dan voorrang ten opzichte van cellen met een lagere leeftijd.



Afb. 13. Gemeenschappelijke buffering 2

Gedistribueerde buffering

Tenslotte kunnen buffers verspreid door de schakelarchitectuur aanwezig zijn. In Afb. 14 zijn als voorbeeld kleine, eenvoudige en identieke 2x2 schakelelementen onderling volgens een bepaald interconnectiepatroon verbonden en vormen zo tesamen een uit meerdere trappen opgebouwd schakelnetwerk. In plaats van kleine schakelelementen kunnen ook grotere elementen gebruikt worden en andere interconnectiepatronen zijn ook goed mogelijk. In principe is in ieder groter meertrapsschakelnetwerk, enkele uitzonderingen daargelaten, sprake van gedistribueerde buffering.



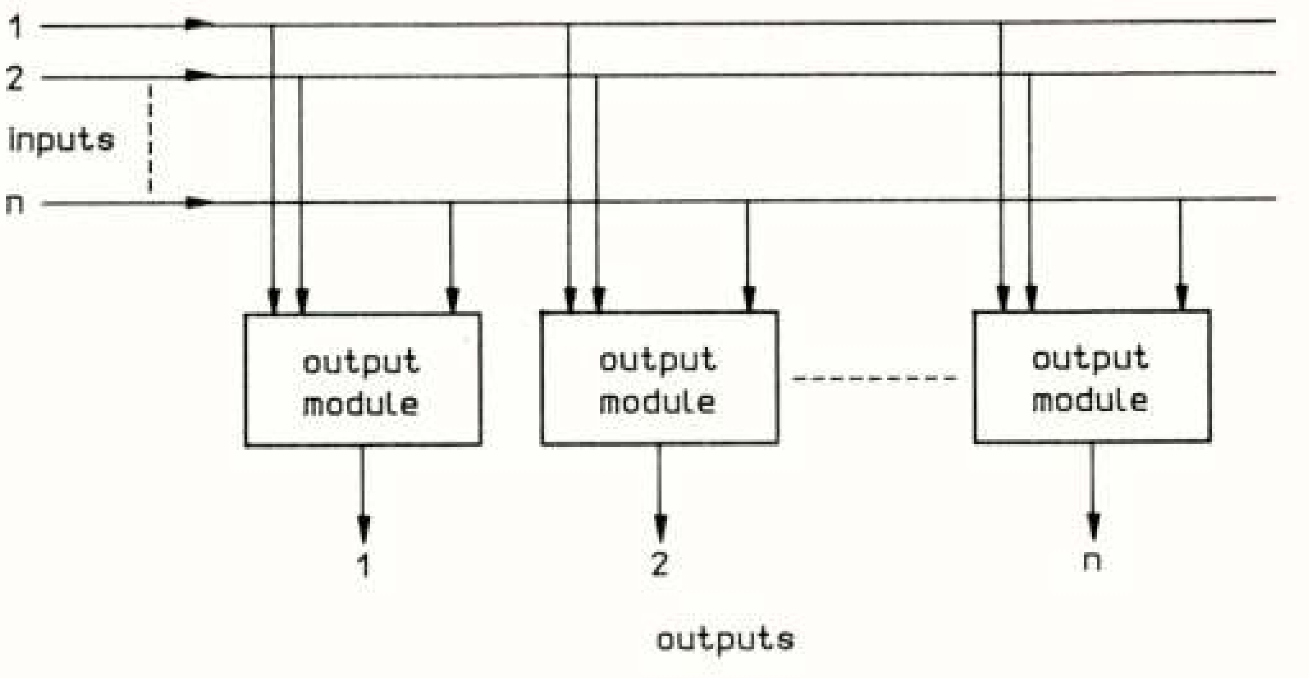
Afb. 14. Gedistribueerde buffering

3.3 Voorbeeld

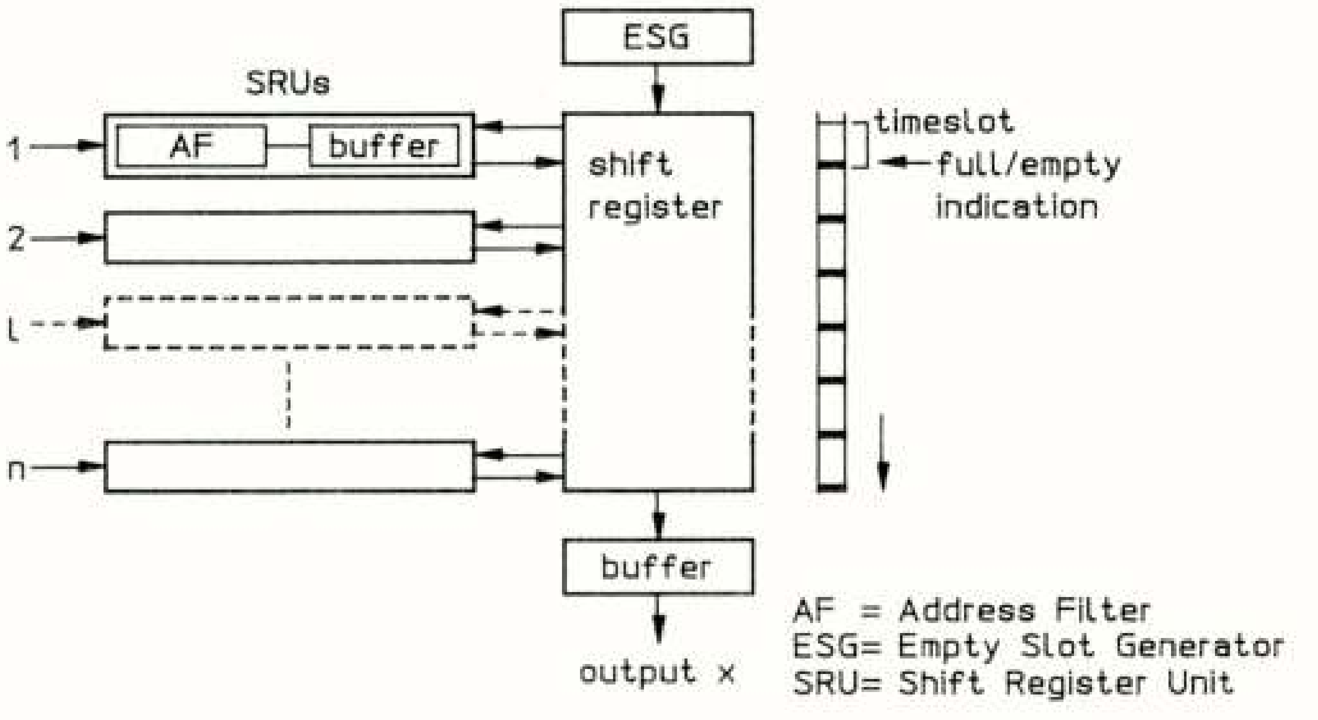
In de literatuur zijn reeds een heel aantal voorbeelden van ATM schakelarchitecturen te vinden, bv. Prelude [1], Starlite [2], TDM-bus [3], Knockout [4], Orwell [5], Sunshine [6], etc. Een eigen architectuur van PTT Research genaamd 'Gauss' wordt nu kort toegelicht.

De enkeltraps schakelarchitectuur Gauss bestaat uit uitgangsmodules die gekoppeld zijn aan een zgn. 'broadcast' bus, zie Afb. 15. Deze broadcast bus zorgt ervoor dat cellen van verschillende ingangen iedere uitgangsmodule kunnen bereiken zonder elkaar te hinderen: de broadcast bus staat garant voor de 'non-blocking' eigenschap (cellen bestemd voor verschillende uitgangen belemmeren elkaars doorloop niet). Tevens maakt de broadcast-bus distributie van cellen op eenvoudige wijze mogelijk. De uitgangsmodules ontvangen de cellen van iedere ingang en moeten alleen de cellen voor de desbetreffende uitgang doorschakelen.

Een groot parallel schuifregister staat centraal in de uitgangsmodule (Afb. 16). Iedere ingang van de uitgangmodule staat door middel van een 'Shift Register Unit' (SRU) in verbinding met het



Afb. 15. Gauss - globale architectuur



Afb. 16. Gauss - uitgangsmodule

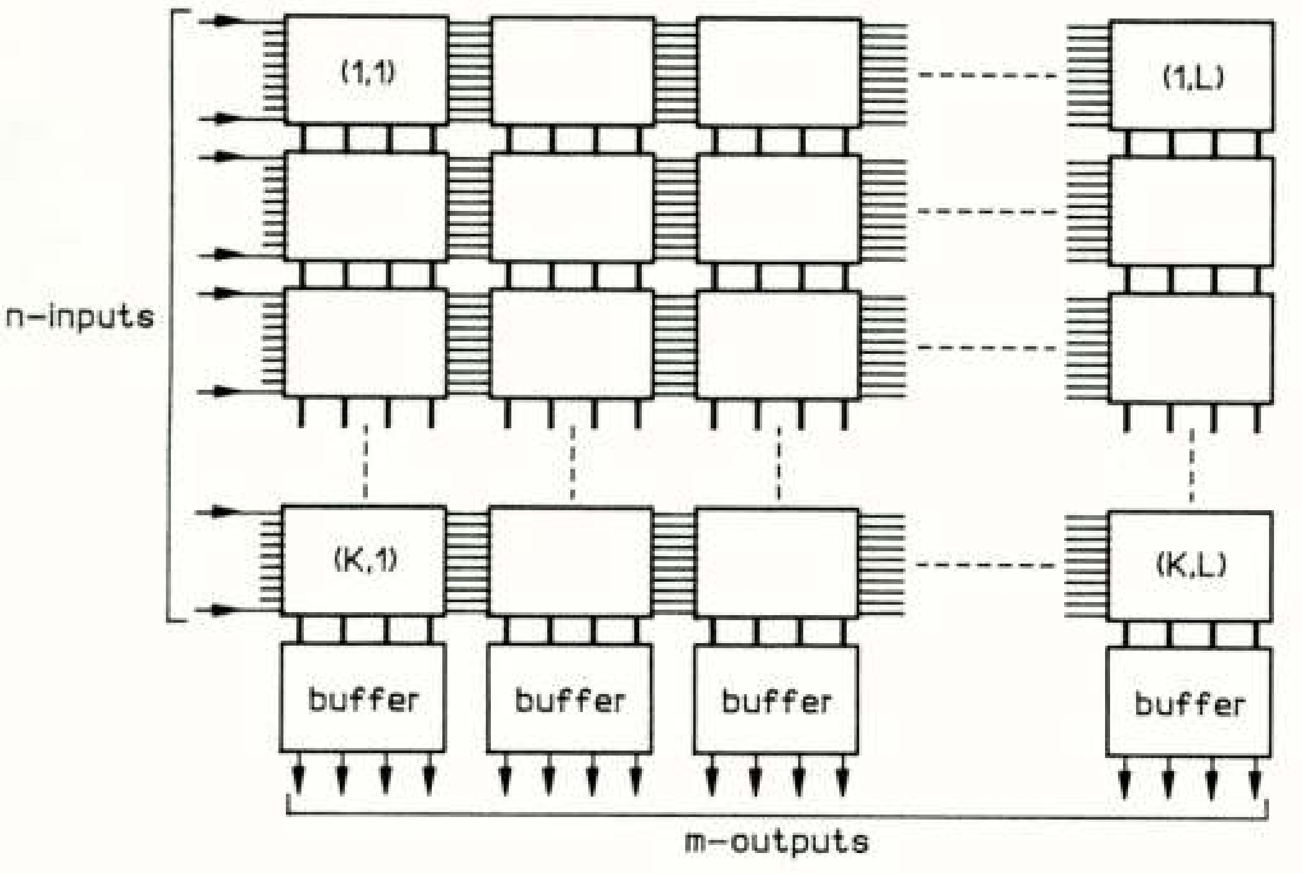
schuifregister. In de SRU wordt aan de hand van een aangekoppeld adresveld ('routeing tag') gekeken of de ontvangen cel bestemd is voor uitgang x en, zo ja, gebufferd tot toegang tot het schuifregister verkregen is; in het andere geval wordt de cel genegeerd. Door het schuifregister passeren met een bepaalde snelheid lege tijdsloten die gegenereerd worden door een Empty Slot Generator (ESG). Een leeg/vol-indicatie geeft aan of een tijdslot al dan niet een cel bevat. Een SRU mag ieder leeg tijdslot annexeren. Aan dit principe ontleent de Gauss architectuur zijn naam: Grab Any UnuSed Slot. Er is dus geen centraal of gedistribueerd toewijzingsmechanisme voor lege sloten aanwezig. Aan het einde van het schuifregister worden de cellen opgevangen en gebufferd door een groot uitgangsbuffer waarna transmissie op de uitgaande lijn plaatsvindt. Doordat alle SRU's zelf de overdracht van cellen aan het schuifregister synchroniseren is onderlinge synchronisatie van de ingangen niet nodig.

De snelheid van het schuifregister is een belangrijke parameter. Theoretisch kan worden aangetoond dat, wanneer de snelheid van het schuifregister (= aantal passerende tijdsloten per tijdseenheid) zich verhoudt tot acht tot twaalf maal de snelheid van de ingangen, het celverlies dat optreedt door het niet kunnen verkrijgen van toegang tot het schuifregister optreedt aanvaardbaar is, ongeacht het aantal ingangen.

Wanneer het schuifregister met bijbehorende SRU's en het uitgangsbuffer in verschillende IC's worden ondergebracht, kan m.b.v. deze IC's een groot schakelelement samengesteld worden als afgebeeld in Afb. 17 (er is van uitgegaan dat met VLSI meerdere uitgangsbuffers en schuifregisters in één IC kunnen worden geïntegreerd). In principe kan door het concateneren van schuifregister-IC's een willekeurig groot enkeltraps schakelnetwerk worden opgebouwd.

4. Conclusie

Bij het ontwerpen van ATM schakelarchitecturen zijn er veel keuzevrijheden die naar eigen inzicht kunnen worden ingevuld, bijv. plaatsing van de buffers, gebruik van media, etc. Het bestaan van deze



Afb. 17. Gauss - IC matrix

verschillende opties heeft geleid tot een wildgroei van schakelarchitecturen; veel verschillende principes zijn reeds uitgewerkt. De diversiteit maakt het moeilijk om deze architecturen d.m.v. een classificatiesysteem in kaart te brengen danwel in perspectief te plaatsen. De schakelelementen in reeds naar voren gebrachte architecturen zijn veelal niet modulair, klein in grootte en bestemd voor gebruik in grotere meertraps schakelnetwerken.

5. Literatuur

[1] Dieudonné, M.; Quinquis, M.: Switching techniques review for asynchronous time-division multiplexing (or Fast Packet Switching). *Proceedings ISS '87 Phoenix*. Paper B5.1, pp. 367-372.

[2] Huang, A.; Knauer, S.: STARLITE: a wideband digital switch. *Proceedings Globecom '84*. Paper 5.3, pp. 121-125.

[3] De Prycker, M.; De Somer, M.: Performance of a Service Independent Switching Network with Distributed Control. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. SAC-5, No. 8 (October 1987), pp. 1293-1301.

[4] Yeh, Y.S. et al.: The Knockout Switch: A Simple, Modular Architecture for High-Performance Packet Switching. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. SAC-5, No. 8 (October 1987), pp. 1274-1283.

[5] Falconer, R.M.; Adams, J.L.: Orwell: a protocol for an integrated services local network. *British Telecom Technology Journal*. Vol. 3, No. 4 (September 1985), pp. 27-35.

[6] Giacopelli, J.N. et al.: Sunshine: A high performance self-routing broadband packet switch architecture. *Proceedings ISS '90 Stockholm*. Vol. III, Paper 21, pp. 123-129.

Voordracht gehouden tijdens de 377e werkvergadering.

De positie van het Nederlands Meetinstituut in het metrologisch bestel.

Dr. R. Muijlwijk,
NMi, Van Swinden Laboratorium, Delft.

Het Nederlands Meetinstituut is de geprivatiseerde voortzetting van de Dienst van het IJkwezen.
De taakstelling van het instituut op metrologisch gebied is door de ontkoppeling van het overheidsapparaat niet wezenlijk veranderd.
Veranderd is vooral dat er naast de bezigheden in de metrologie nu meer waakzaamheid inzake het financiële bedrijfsresultaat wordt gevraagd dan in het verleden, maar dat zou binnen het overheidsapparaat ook wel zijn gebeurd, zij het wellicht op iets langere termijn.

NEDERLANDS MEETINSTITUUT N.V. (NMi)

| VAN SWINDEN LABORATORIUM (fysische standaarden en
| referentiematerialen)
|
| IJKWEZEN (wettelijke metrologie)
|
| TEST- EN ADVIESCENTRUM (TAC) (metrologische adviezen,
| opleidingen, marketing)

PRODUKTEN / DIENSTEN

* Nationale, primaire fysische standaarden
* Primaire en gecertificeerde referentiematerialen (produktie, certificatie)
* Kalibratie van referentiestandaarden en meetinstrumenten voor bedrijven en instellingen
* Laboratoriumbeoordeling en laboratoriumerkenning (Nederlandse Kalibratie Organisatie, NKO)
* Wettelijke metrologie (typekeuring, ijking)
* Accreditering (ijkmachtiging)
* Evaluatie van meetinstrumenten
* Metrologische adviezen
* Metrologische opleidingen
* Instandhouding van de metrologische infrastructuur (CIPM, OIML, EUROMET, EG (wettelijke metrologie en BCR), metrologische normalisatie, enz.)

Op metrologisch gebied blijven echter betrouwbaarheid en onpartijdigheid hoofdzaken. Wel moest daarnaast het besef worden aangewakkerd dat afgesproken levertijden niet vrijblijvend zijn en dat er in de tarieven een concurrentie-element zit. Daarvan raken evenwel ook overheidsorganisaties steeds meer overtuigd.
Dus alles bijeen komt 't neer op het alert volgen van in gang zijnde maatschappelijke ontwikkelingen zonder de gevestigde waarden overboord te gooien. Het kan ook niet anders wat het Nederlands Meetinstituut moet een volwaardige partner blijven temidden van andere standaardeninstituten in Europa, die voornamelijk in de overheidssfeer opereren. Met andere woorden: het Nederlands Meetinstituut mag zijn positie als technisch-

---

Internationale en nationale organisatie in de metrologie.

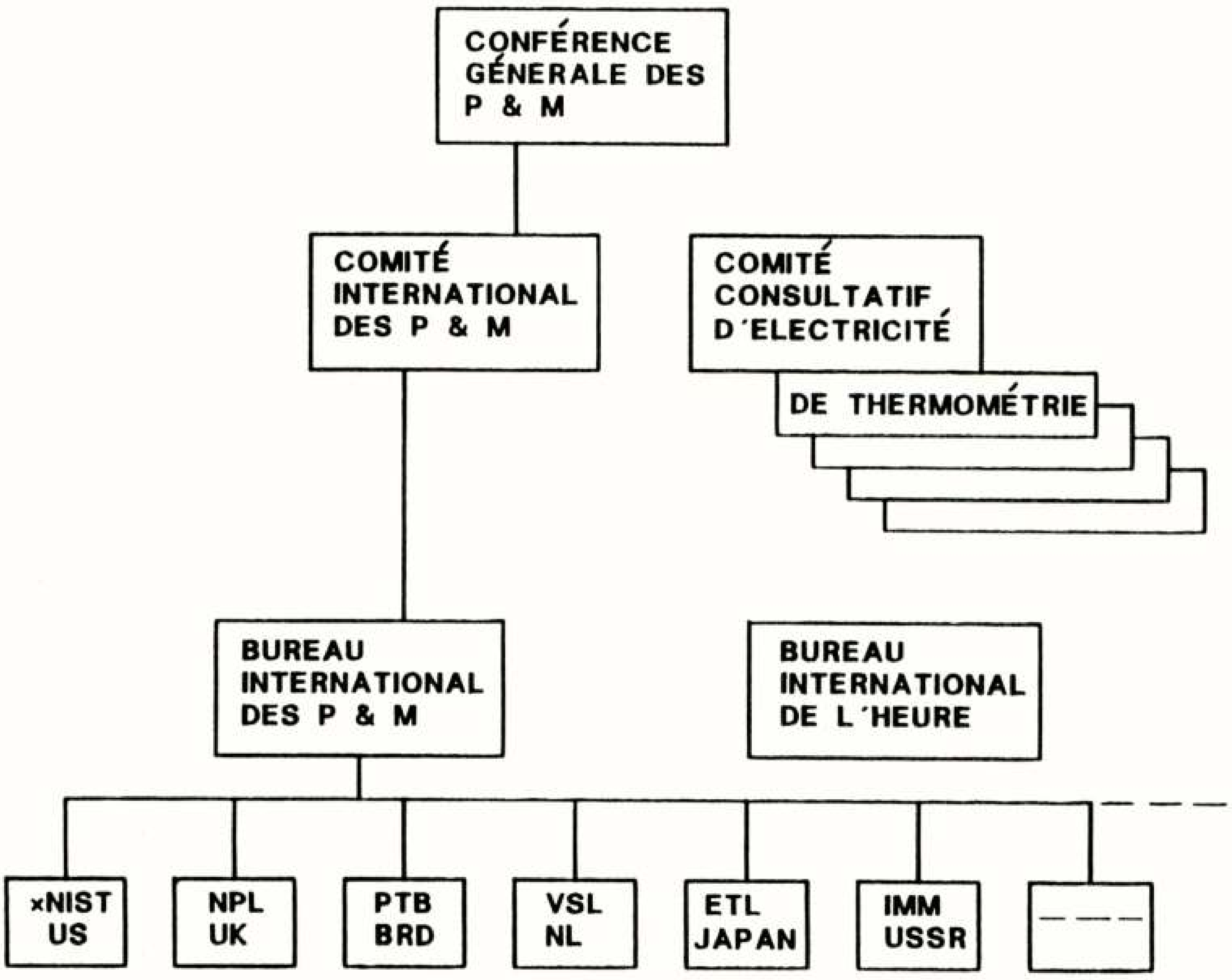
	Mondiaal	Europees	Nationaal
Fysica en chemie	IUPAP IUPAC	EPS	NNV KNCV
SI (eenheden)	CGPM (CIPM, IUPAP)		
Standaarden	CGPM CIPM BIPM	EUROMET BCR	VSL RIVM etc.
Referentiematerialen	ISO- REMCO	EURACHEM BCR EGKS etc.	VSL RIVM etc.
Laboratorium erkenning	ILAC	WECC WELAC (EOTC)	NKO Sterlab
Normalisatie	ISO IEC	CEN CENELEC ETSI	NNI NEC
Wettelijke metrologie	OIML	EG WELMEC	EZ NMi

(Raad van Desk. — naast de rijen Standaarden t/m Laboratorium erkenning)

Lijst van afkortingen van organisaties in de metrologie.

BCR	(EG-) Bureau Communautair de Référence
BIPM	Bureau International des Poids et Mesures
CEN	Commission Européenne de Normalisation
CENELEC	Commission Européenne de Normalisation Electrotechnique
CGPM	Conférence Générale des Poids et Mesures
CIPM	Comité International des Poids et Mesures
EG	Europese Gemeenschappen (EEG, EGKS, etc.)
EGKS	Europese Gemeenschap voor Kolen en Staal
EOTC	European Organization for Testing and Certification
EPS	European Physical Society
ETSI	European Telecommunication Standards Institute
EURACHEM	West-Europees chemisch-metrologisch samenwerkingsverband
EUROMET	West-Europees metrologisch samenwerkingsverband
EZ	Ministerie van Economische Zaken
IEC	International Electrotechnical Commission
ILAC	International Laboratory Accreditation Conference
ISO	International Standardization Organization
ISO-REMCO	ISO-reference materials commission
IUPAC	International Union for Pure and Applied Chemistry
IUPAP	International Union for Pure and Applied Physics
KNCV	Koninklijke Nederlandse Chemische Vereniging
NEC	Nederlands Electrotechnisch Comité
NKO	Nederlandse Kalibratie Organisatie
NMi	Nederlands Meetinstituut N.V.
NNI	Nederlands Normalisatie-instituut
NNV	Nederlandse Natuurkundige Vereniging
OIML	Organisation Internationale de Métrologie Légale
RIVM	Rijksinstituut voor Volksgezondheid en Milieuhygiëne
STERLAB	Stichting voor de erkenning van laboratoria
VSL	Van Swinden Laboratorium B.V.
WECC	Western European Calibration Cooperation
WELAC	Western European Laboratory Accreditation Cooperation
WELMEC	Western European Legal Metrology Cooperation

wetenschappelijk respectabel standaardeninstituut niet in de waagschaal stellen door een teveel aan commercie. Wat het Nederlands Meetinstituut de Nederlandse industrie te bieden heeft aan produkten en diensten wordt getoond in de eerste tabel.
De posities die het Nederlands Meetinstituut inneemt in de metrologische infrastructuur zijn af te lezen uit de matrix van organisaties in de metrologie. De daarbij behorende lijst verheldert de gebruikte afkortingen.
Voor wat betreft de internationale organisatie voor primaire standaarden van de basisgrootheden van het Internationale Stelsel van Eenheden (SI) bevindt het Van Swinden Laboratorium zich temidden van alle gerenommeerde standaardeninstituten in de wereld als gegeven in bijgaand schema. Het VSL is vertegenwoordigd in de Comité's Consultatif d'Electricité (CCE), de la Dé-

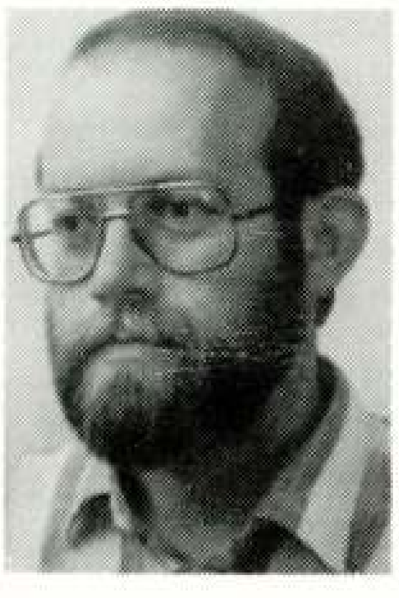


finition de la Seconde (CCDS), de Thermométrie (CCT) en de la Masse et les grandeurs apparentées (CCM).
Wil Nederland in de internationale metrologische infrastructuur blijven meetellen dan zullen op z'n minst de huidige posities moeten worden gehandhaafd. Dat betekent het voortdurend inspelen op technische ontwikkelingen, niet alleen qua aankoop van geavanceerde meetapparatuur maar ook, en wellicht nog belangrijker, qua het op hoog peil houden van de metrologische kennis. Daaraan zullen de medewerkers van het Van Swinden Laboratorium een groot deel van hun energie blijven besteden.

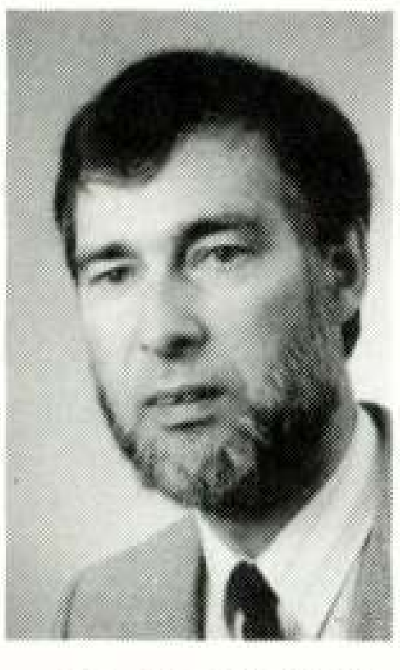
Voordracht gehouden tijdens de 378e werkvergadering.



DR. R. MUIJLWIJK



DR. J. P. M. DE VREEDE



IR. G. DE JONG

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(378e werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK, KIvI
IEEE BENELUX SECTIE
AUDIO ENGINEERING SOCIETY

UITNODIGING

voor de lezingendag op **donderdag 26 april 1990** in **congreszaal Bernardhal** van het **RAI-gebouw te Amsterdam.**
De bijeenkomst vindt plaats tijdens de tentoonstelling **"Het Instrument".**
's-Middags is er gelegenheid om de tentoonstelling te bezoeken.
Onderwerp: Absoluut meten.

PROGRAMMA:

09.00 uur:	Ontvangst en koffie.
09.20 uur:	**DR. R. MUIJLWIJK** (Ned. Meetinstituut N. V. Delft): Positionering van het Nederlands Meetinstituut.
09.55 uur:	**DR. J. P. M. DE VREEDE** (Ned. Meetinstituut N. V. Delft): Hoogfrequentmetingen en standaarden.
10.30 uur:	Koffiepauze.
10.50 uur:	**IR. G. DE JONG** (Ned. Meetinstituut N. V. Delft): Tijd en frequentie - hoe nauwkeurig?
11.25 uur:	**DR. C. M. E. E. PETERS** (Ned. Meetinstituut N. V. Delft): Macroscopische Kwantum effecten en hun toepassingen bij de realisatie van standaarden, meer specifiek de Kwantum Hall standaard
12.00 uur:	Lunch aangeboden door "Het Instrument".

Aanmelding dient te geschieden door inzending van de aangehechte kaart gefrankeerd met een postzegel van 55 cent bij verzending binnen Nederland.

De deelnemers dienen zelf een toegangsbewijs (*f* 12,50) aan de kassa te kopen.

Leidschendam, maart 1990.

Namens de samenwerkenden verenigingen,
IR. N. H. G. BAKEN, NERG.
070-3326482.

HOOGFREQUENT METINGEN EN STANDAARDEN

Dr. J.P.M. de Vreede,
Van Swinden Laboratorium,
Postbus 654, 2600 AR Delft

High frequency measurements and standards. As an example the basic elements of a traceability chain are described for the quantity power. The new calibration facility for power at the Dutch national standards laboratory (VSL) is used for a discussion of the limits of absolute uncertainty.

Inleiding

In dit artikel worden enige aspecten belicht over de wijze waarop hoogfrequent (HF) metingen herleidbaar zijn naar nationale standaarden. De kleuring van het verhaal wordt in hoge mate bepaald door de werkkring van de auteur: het nationale standaardenlaboratorium. Allereerst wordt vastgelegd wat de basisgrootheden zijn binnen het HF gebied. Daarna wordt aan de hand van een voorbeeld de mogelijkheden en problemen van het realiseren van HF standaarden besproken.

Definitie Hoogfrequent

Allereerst dienen wij aan te geven wat in dit verband onder HF metingen wordt verstaan. In de vakliteratuur wordt dit begrip vaak beperkt tot een klein frequentiegebied, meestal in het megahertz gebied tussen MF en VHF. Hier is het bedoeld als tegenstelling ten opzichte van laagfrequent metingen.

Onderscheid LF en HF

We starten met de basisvergelijkingen voor spanning en stroom zoals bekend vanuit de laagfrequenttechniek. We

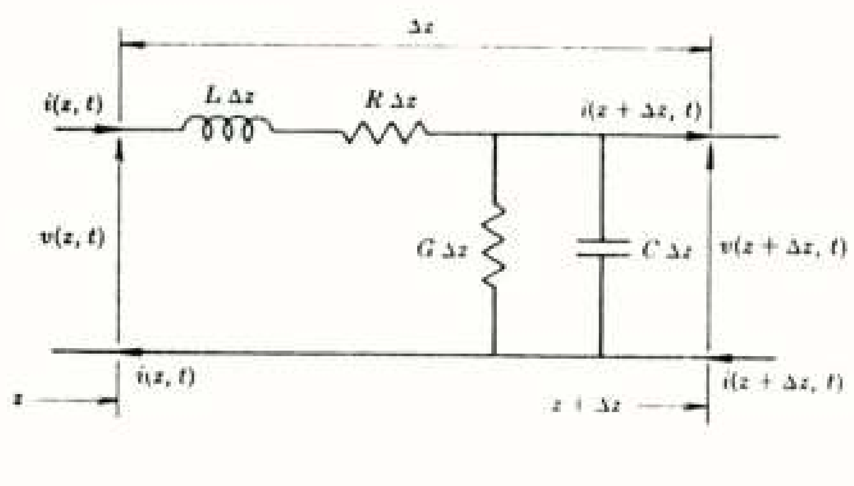


Fig.1. Basisrelaties in een transmissielijn.

bekijken gemoduleerde signalen met frequentie ω, maar we houden rekening met de eindige voortplantingssnelheid door een elektronisch systeem. Dit is weergegeven in fig.1 en wordt beschreven door (1).

$$v(z+\Delta z,t) - v(z,t) \equiv \Delta v(z,t) = -R\,\Delta z\; i(z,t) - L\,\Delta z\,\frac{\delta i(z,t)}{\delta t}$$
$$i(z+\Delta z,t) - i(z,t) \equiv \Delta i(z,t) = -G\,\Delta z\; v(z,t) - C\,\Delta z\,\frac{\delta v(z,t)}{\delta t} \qquad (1)$$

Om te beschrijven hoe het gedrag van een elektronisch systeem is wordt gewoonlijk gebruik gemaakt van het frequentiedomein. Herschrijven van (1) leidt tot (1a).

$$V(z+\Delta z) - V(z) = \Delta V(z) = -R\,\Delta z\; I(z) - j\,\omega\,L\,\Delta z\; I(z)$$
$$I(z+\Delta z) - I(z) = \Delta I(z) = -G\,\Delta z\; V(z) - j\,\omega\,C\,\Delta z\; V(z) \qquad (1a)$$

Indien de term met ω niet te verwaarlozen is vergeleken met de eerste termen, spreken we van HF (hoogfrequent). Het overgangspunt van LF naar HF hangt dus sterk af van hoe kritisch we naar de resultaten kijken: van beneden 100 kHz tot boven 1 GHz.

Uit (1a) volgt op eenvoudige wijze een tweetal gekoppelde differentiaalvergelijkingen:

$$dV(z)\,/\,dz = -\,(R + j\,\omega\,L)\; I(z)$$
$$dI(z)\,/\,dz = -\,(G + j\,\omega\,C)\; V(z) \qquad (2)$$

Lossen we deze vergelijkingen op dan vinden we zowel voor stroom als voor spanning lopende golven, waarbij voor de amplituden van stroom en spanning de volgende relatie geldt:

$$\frac{V}{I} = \frac{R + j\,\omega\,L}{\sqrt{(r + j\,\omega\,L)\,(G + j\,\omega\,C)}} = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}} \qquad (3)$$

Geven we net als bij LF de evenredigheidsconstante de naam impedantie, dan wordt deze gegeven door:

$$Z_0 = R_0 + j\,X_0 = \sqrt{\frac{R + j\,\omega\,L}{G + j\,\omega\,C}} \qquad (4)$$

Afgezien van de hoekfrequentie ω hangt deze complexe impedantie slechts af van de eigenschappen van de transmissielijn, echter op een ingewikkelder manier dan bij laagfrequent. Wat zijn de gevolgen bij koppeling van twee verschillende transmissielijnen met impedantie Z_o en Z_1 (fig.2)?

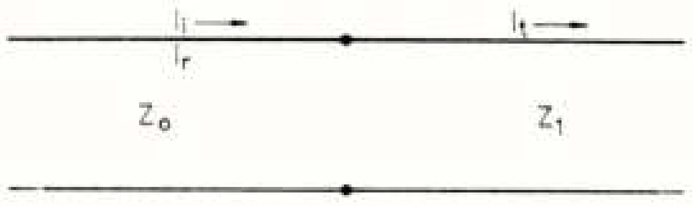


Fig.2. Relaties op grensvlak van twee transmissielijnen.

Wordt er aan één kant een spanningsverschil aangeboden over een "geleidende" verbinding, dan zal er een stroom gaan vloeien. Eisen we continuïteit op het koppelpunt dan gelden de volgende relaties

$$i_i - i_r = i_t$$
$$i_i Z_0 + i_r Z_0 = i_t Z_0 \qquad (5)$$

zodat voor de doorgaande en gereflekteerde stroom op het koppelpunt geldt

$$i_t = \frac{2 Z_0}{Z_1 + Z_0} i_i$$
$$i_r = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} i_i \qquad (6)$$

Het belangrijke punt uit de laatste relaties is dat er geen reflektie van de stroom en dus van de energiestroom plaatsvindt, indien de impedantie niet verandert. Bij een elektronisch systeem dat overal dezelfde impedantie heeft zal dus een energiestroom in één richting plaatsvinden. Dit betekent dat de impedantie een zeer belangrijke rol speelt in de signaaloverdracht en dat het een eigenschap is van de transmissielijn zelf: vandaar de naam karakteristieke impedantie.

In tegenstelling tot de grootheden stroom en spanning, die plaatsafhankelijk zijn, blijkt uit een nadere beschouwing van de formules de energiestroom een behouden grootheid te zijn.

Basis meetgrootheden

Deze tamelijk elementaire inleiding dient om aan te geven hoe men op een consistente wijze kan aangeven welke de basisgrootheden voor het HF gebied zijn:

-- vermogen (met de bijbehorende eenheid watt (symbool W; in HF gebied echter ook vaak dBm met 0 dBm = 1 mW) en

-- karakteristieke impedantie (met bijbehorende grootheid ohm (symbool Ω)). Deze laatste grootheid zal in principe altijd complex zijn.

Andere grootheden

Andere grootheden die in het HF gebied optreden zijn:

-- verzwakking/versterking in een systeem; meettechnisch betekent dit het meten van de verhouding van twee vermogens;

-- reflektiecoëfficiënt; dit is de karakteristieke impedantie t.o.v. de norm (voor coaxiale transmissielijnen meestal 50 Ω). Uit het voorgaande volgt dat deze kan worden bepaald uit het gereflekteerde vermogen;

-- vermogensfluxdichtheid (W/m²), elektrische veldsterkte (V/m) en magnetische veldsterkte (A/m) bij velden in de "vrije ruimte";

-- ruis(getal) bepalend voor de ondergrens van te detekteren signalen en wordt vaak weergegeven in de vorm van de temperatuur van de bron.

Metingen

Wat is een meting eigenlijk? Via meten willen we kwantitatief een eigenschap van een 'apparaat' bepalen: in wezen voeren we een vergelijking uit met een referentie! Het resultaat is een grootheid: d.w.z. een getal en een eenheid. Maar daarnaast is er ook de onzekerheid in de meting zelf. Onder het "absoluut meten" wordt door mij verstaan dat het resultaat is weergegeven in SI-eenheden, dat de meetmethode en het meetresultaat onderbouwd zijn (zowel meetgetal als onzekerheid) en dat de referentie in overeenstemming is met de definitie van de grondeenheden van het SI. Dit geheel heet "herleidbaarheid". Dit is noodzakelijk zo gauw men meetresultaten aan elkaar overdraagbaar wil maken. Voor interne metingen gaat men echter vaak niet verder dan de eigen referentie.

"Standards"

Bij HF metingen blijken in verhouding de meetresultaten heel snel afhankelijk te zijn van externe en interne faktoren, zoals geometrie, frequentie en signaalniveau. In tegenstelling tot LF waar nauwkeurig meten "gemakkelijk" tot nauwkeurigheden van beter dan 100 ppm kan leiden, blijkt dat HF metingen met een onzekerheid van 1% vaak al heel nauwkeurig zijn. Om tot consistente uitspraken te komen zijn derhalve "standards" noodzakelijk. Ik gebruik hier met opzet even het dubbelzinnige Engelse woord, alhoewel er goede Nederlandse woorden voor bestaan: normen en standaarden.

Enerzijds maakt het bestaan van complexe metingen nodig dat er een normalisatie ("standards") moet plaatsvinden: analyse van kritische punten bij het meten en daaruit voortvloeiend afspraken over meetmethoden en "interfacing" (bijv. konnektoren).

Anderzijds moeten er referenties zijn (standaarden/ "standards"). Hierbij moet worden bepaald voor welke grootheid de standaard is bedoeld, hoe die moet worden gerealiseerd en hoe bekend deze is in SI-termen.

Standaard

Het belangrijkste van een standaard is dat eigenschappen van de standaard bekend zijn, d.w.z. het tijdsgedrag is voorspelbaar en indien mogelijk tijdsonafhankelijk. Voor nationale standaarden dient bij voorkeur te gelden dat de standaard bekend is op basis van fysische principes (de standaard is dan tevens reproduceerbaar). Dit leidt meestal tot een zeer specifiek ontwerp. Dit houdt tevens in dat standaarden niet voor elke meetsituatie eenvoudig

gemaakt kunnen worden.

Meetterrein

Op een zeer wijd terrein kan gemeten worden: bij research en industrie wordt gebruik gemaakt van componenten op substraat tot en met komplete meetsystemen. Omdat de impedantie afhankelijk is van de exacte geometrie en de materiaaleigenschappen van elk onderdeel van een elektronisch systeem en alle (tijdelijke) aansluitingen daaraan, moet ervan worden uitgegaan dat er reflekties in het systeem plaatsvinden. Dit maakt de analyse van metingen een ingewikkelde aangelegenheid.

Voor absoluut meten is het noodzakelijk dat het resultaat van een meting geheel geanalyseerd wordt. Dit gaan we voor een eenvoudige geval toepassen.

Meten HF-vermogen

Als voorbeeld van absoluut meten bekijken we de bepaling van het uitgangsvermogen van een HF generator. Het principe van de meetmethode staat weergegeven in fig.3:

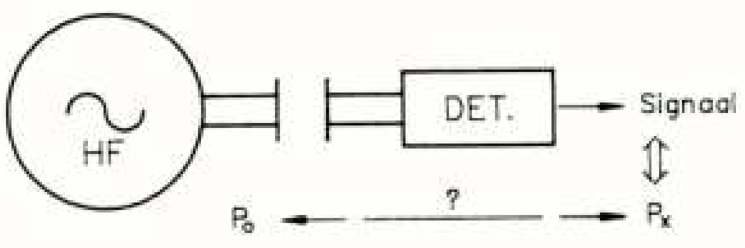


Fig. 3. Schema voor vermogensmeting van generator.

We sluiten een vermogensmeter aan op de uitgang van de generator. We meten een signaal P_x in de vorm van de uitslag van een wijzer (bij een analoog instrument), maar willen in wezen het vermogen P_o weten, meestal zoals dat aan een karakteristieke impedantie van 50 Ω wordt afgegeven. We vinden dus een meetresultaat (getal en eenheid), maar waarop is het getal gebaseerd en hoe zit het met de onzekerheid? Deze wordt in hoofdzaak bepaald door drie punten:

-- "mismatch": normaal zullen via konnektoren niet exact dezelfde impedanties aan elkaar verbonden zijn. Er vinden dus reflekties plaats (schematisch weergegeven in fig.4);

-- stabiliteit: zowel van de aansluiting als van de bron en de detektor afzonderlijk;

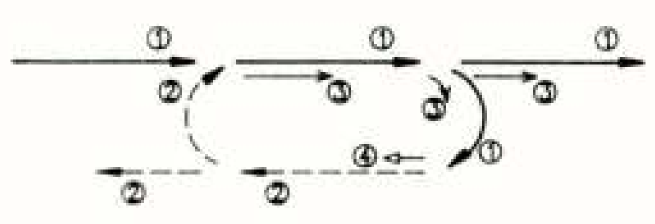


Fig. 4. Interaktie van achtereenvolgende reflekties.

-- onzekerheid in de referentie, hier de meter die we gebruiken (We gebruiken immers de relatie tussen wijzeruitslag en een omzetting in watt, gegeven door de fabrikant!!)

Werken we dit wat netter uit, dan vinden we de relatie tussen het gedetekteerde vermogen P_x en het te meten vermogen P_o: uit fig.4 volgt de relatie tussen bronvermogen en vermogen ter plaatse van het detektie-element:

$$P_0 = \frac{|1 - \Gamma_l \Gamma_g|^2}{1 - |\Gamma_l|^2} P_{gl} \qquad (7)$$

Tussen het element en de uitlezing zit een omrekenfaktor:

$$P_{gl} = P_x / \eta_e \qquad (8)$$

zodat voor het totaal geldt:

$$P_0 = |1 - \Gamma_g \Gamma_l|^2 \frac{1}{\eta_e (1 - |\Gamma_l|^2)} P_x \qquad (9)$$

$$P_0 = M_u \frac{1}{K_b} P_x$$

De evenredigheidsfaktor kan als twee faktoren worden gezien: enerzijds de mismatch M_u en anderzijds de kalibratiefaktor K_b (eigenschap van de detektor sec). In beide speelt de karakteristieke impedantie (meestal in de vorm van de reflektiecoëfficiënt) een belangrijke rol. Dit is typerend bij HF metingen.

We hebben hier dus een referentie (de detektor) voor de grootheid vermogen, die frequentieafhankelijk is en waarbij de kalibratiefaktor de grootste bijdrage in de onzekerheid geeft (zie tabel 1). Deze onzekerheid wordt door de fabrikant opgegeven.

Tabel 1: Getallenvoorbeeld vermogensmeting:

Reflektiecoëfficiënt generator:		$\Gamma_g \approx 0,1$
Idem voor detektor:		$\Gamma_d \approx 0,06$
--> Mismatch onzekerheid is dan		$2 \cdot \Gamma_g \cdot \Gamma_d \approx 1,2$ %
Kalibratiefaktor:	90 - 100 %	(onzekerheid 3-5 %)

Indien een certificaat van een kalibratie aanwezig is, is in principe de keten tot een nationale standaard na te lopen. De basisonzekerheid wordt door deze nationale standaard bepaald.

Limiet onzekerheid

Hoe goed is nu eigenlijk de beste (nationale) vermogenstandaard, bij voorbeeld zoals in gebruik bij het Van Swinden Laboratorium (VSL)? De grootheid vermogen heeft als eenheid de watt. Deze is binnen het SI zowel mechanisch als elektrisch te realiseren. Het gevolg van het detekteren van een energiestroom is in zijn basisvorm het meten van een temperatuurstijging, omdat er energie wordt geabsorbeerd. Het beste is dus de standaard te maken met als referentie het meten van

temperatuurverandering t.g.v. een gelijkstroomverwarming: in principe een onzekerheid van minder dan 10 ppm.

Realisatie standaarden

Bij het realiseren van de standaard kunnen we twee wegen bewandelen bij de overdracht naar het HF gebied: we ontwerpen een standaard waarbij we de afwijking voor het HF gebied vergeleken met DC zo klein mogelijk houden en uitsluitend de onzekerheid hierin analyseren (we ontwerpen een frequentie-onafhankelijke standaard) of we accepteren dat zo'n standaard niet te maken is en we bepalen via metingen in hoeverre de standaard niet-ideaal is. In beide gevallen komen we daarnaast tot de conclusie dat de metingen zeer traag verlopen.

In fig.5 staat een schematische tekening van een HF-standaard van het eerste type zoals vroeger in gebruik bij het VSL voor frequenties tot 8 GHz (met GR900 konnektoren, ontwerp NPL, UK).

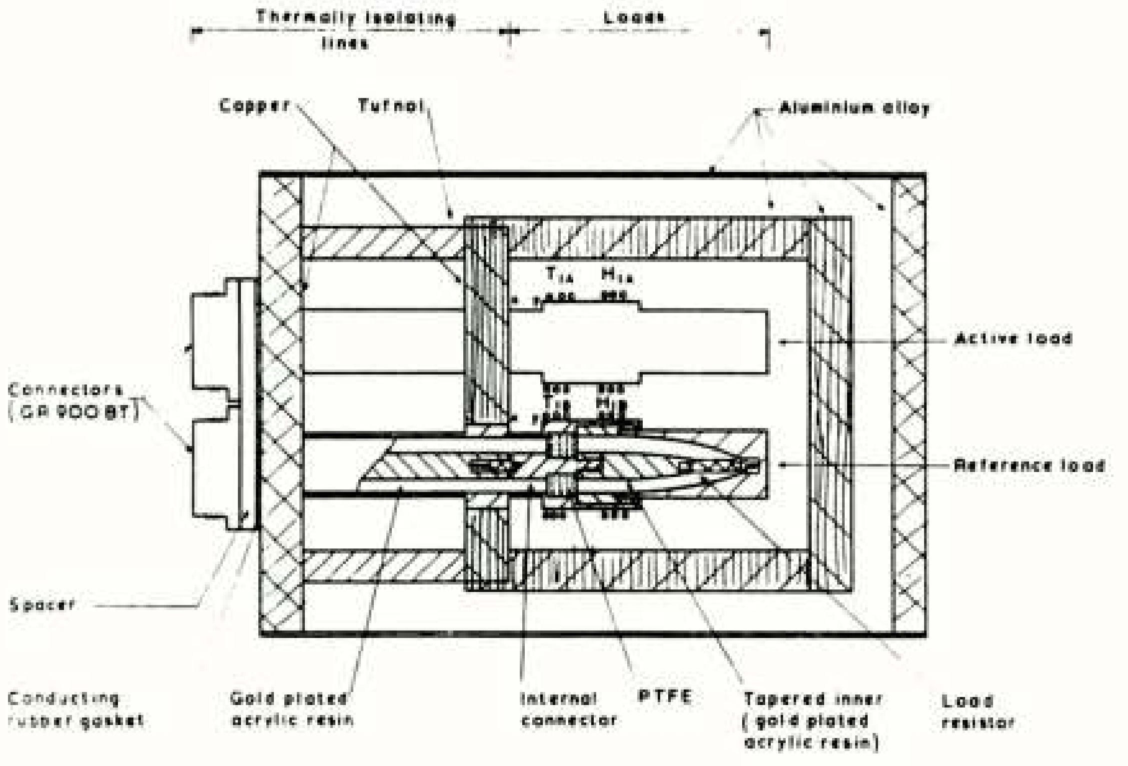


Fig. 5. Principe van een droge calorimeter (ontwerp NPL).

De eigenlijke detektor bevindt zich binnen twee isolatieschermen, waardoor een goede afscherming voor omgevingsfluktuaties wordt bereikt. Daarnaast wordt als referentie een tweede identieke detektor gebruikt om algehele temperatuurveranderingen te elimineren. De verbinding met de buitenwereld is een dunne coaxiaallijn, die thermisch een hoge, maar HF-technisch een lage verzwakking moet hebben.

Het meetsysteem is erop gebaseerd dat beide detektoren via een nulmeting op gelijke temperatuur worden gehouden, ook indien er HF-verwarming plaatsvindt: niet-gelijke DC-stromen worden door de verwarmings-elementen van de detektoren gestuurd. Het verschil in verwarming door DC wordt gemeten, waaruit het HF-vermogen wordt berekend.

Bij dit type standaard moet de overdracht tussen het konnektorreferentievlak (waar het vermogen het systeem binnen komt) en de eigenlijke detektor geanalyseerd worden. De detektor is geheel geoptimaliseerd voor zijn taak, bij voorbeeld de speciale vorm van de 50 Ω afsluiting voor minimale reflektie en de speciale konstruktie van de binnen- en buitengeleider i.v.m. de hoge thermische isolatie. Het grote nadeel van deze standaard is dat er altijd een overdracht moet plaatsvinden naar de standaard van een klant via een tussenstap: het verwisselen van de koppen moet ook geanalyseerd worden.

De andere manier voor een vermogenstandaard is een thermistor referentie. Hierbij wordt meestal gebruik gemaakt van een commerciële detector. Hierdoor kan voor een korte herleidbaarheidsketen worden gezorgd, doordat alleen de kalibratiemethode nu bijdraagt in de onzekerheid. Het nadeel hierbij blijkt te zijn dat een complexe meetmethode moet worden gebruikt om de afwijking van het ideaal te meten. Daarnaast moet gebruik worden gemaakt van een referentieweerstand, omdat het basismeetsysteem gebaseerd is op een soort brug van Wheatstone (fig.6.).

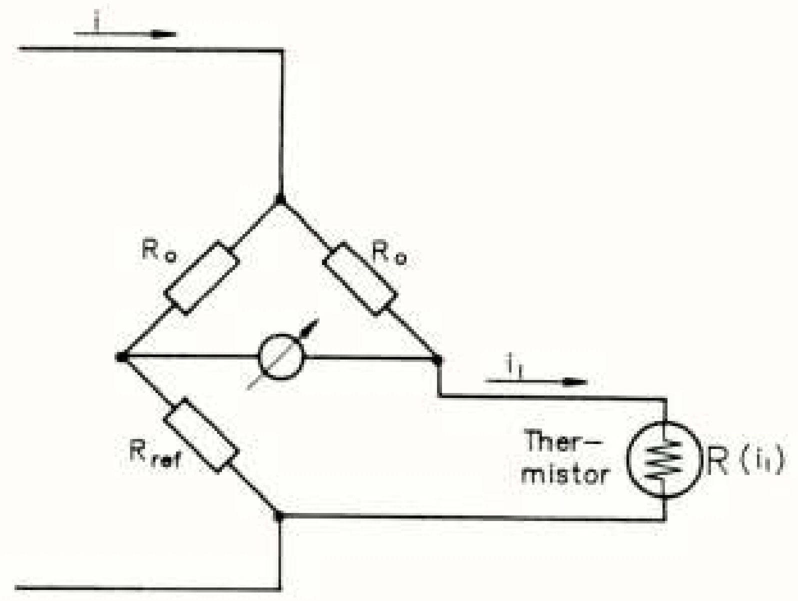


Fig.6. Principe van een thermistor vermogensmeter.

De thermistor wordt gebruikt als temperatuur-gevoelige weerstand. De brug wordt in evenwicht gebracht door de stroom zo in te stellen, dat de verwarming van de thermistor leidt tot eenzelfde weerstand als de referentieweerstand (meestal 200 Ω). Meestal wordt dit gebruikt in een self-balancing systeem. Hierdoor is naast de detektor ook de aanwijseenheid noodzakelijk: de referentieweerstand bevindt zich in deze eenheid. Bij optimaal gebruik moet deze apart gemeten worden. Via het meten van de spanning over de referentieweerstand in de gevallen "HF-aan" en "HF-uit" kan men het ingestraalde vermogen berekenen. Een alternatief is om uitsluitend te kijken naar het resultaat van de analoge meter of naar de recorderuitgangspanning, welke via een elektronische bewerking evenredig zijn met het opvallend vermogen.

Door het VSL wordt een iets nettere uitvoering van dit principe gebruikt (fig.7), waardoor een 4-draads-meting van de referentieweerstand kan plaatsvinden tijdens het gebruik van de thermistor (Larson, 1976). In fig.8 is schematisch het hoofddeel van de meet-opstelling gegeven. Met behulp van thermokoppels wordt het temperatuur-verschil tussen de twee koppen gemeten. Het geheel bevindt zich in een dikwandige koperen pot,

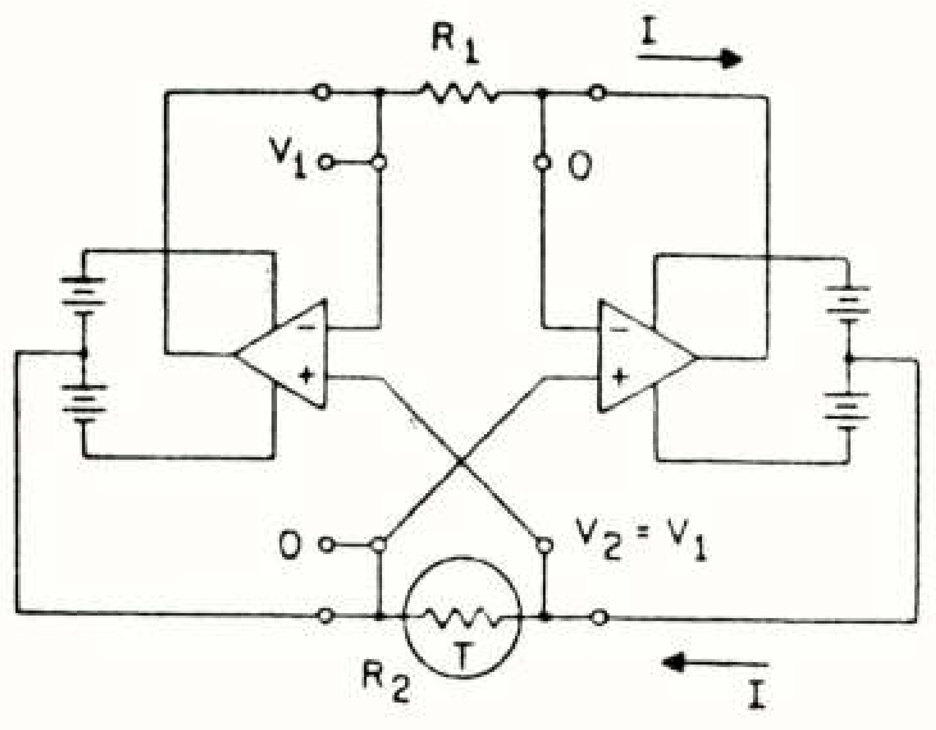


Fig.7. Brugmeetopstelling met 4-draad weerstandsbepaling.

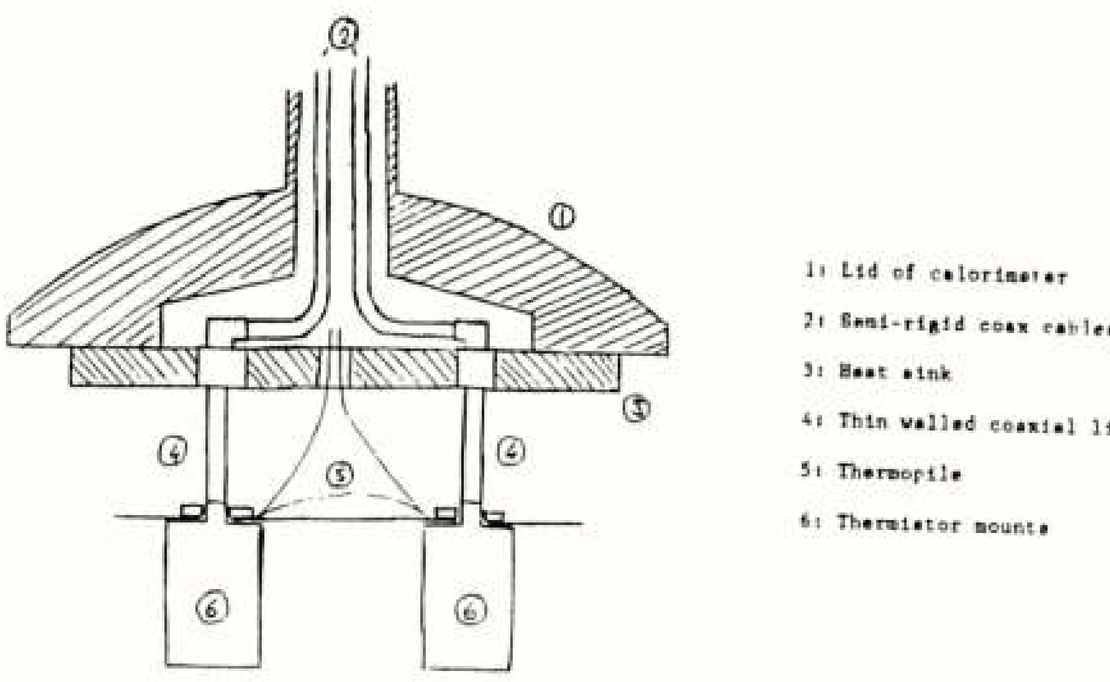


Fig.8. Uitvoering natte calorimeter met belangrijkste komponenten.

welke in een groot waterbad (met externe isolatie) is geplaatst voor goede thermische isolatie van de omgeving. Ter oriëntatie: het deksel heeft een diameter van 200 mm.

Bekijken we thans het gedrag van de thermistor in de twee situaties van wel en geen HF instraling. Omdat de brug zorgt dat de thermistor steeds een weerstand heeft gelijk aan de referentieweerstand, zal ter plekke van de thermistor zelf ook dezelfde temperatuur aanwezig zijn. Dus bij ideale absorptie door de thermistor zal alle straling uitsluitend ter plekke worden geabsorbeerd en niets worden gereflekteerd. Wordt er wel straling gereflekteerd dan wordt dit niet gedetekteerd, omdat het niet tot absorptie leidt. Bij een echte detektor zal echter ook in de wanden van de binnen- en buitengeleider een (geringe) absorptie plaatsvinden. Deze verwarming wordt nu gedetekteerd als verschil tussen HF aan en HF uit. Meer formeel geschreven betekent dit, indien i_x wordt gemeten over de referentieweerstand R':

$$P_1 = R\, i_1^2 = R \left[\frac{V_1^2}{R'^2} \right] \tag{10}$$

met i_1 de stroom door de thermistor zonder HF-instraling en

$$P_2 = R\, i_2^2 + P_{HF} = R \left[\frac{V_1^2}{R'^2} \right] + P_{HF} \tag{11}$$

met i_2 de stroom door de thermistor met HF-instraling. Omdat de thermistorweerstand gelijk is en idealiter hetzelfde vermogen wordt gedissipeerd, geldt

$$P_{HF} = R\,(i_1^2 - i_2^2) = \frac{R}{R'^2}\,(V_1^2 - V_2^2) = W \tag{12}$$

In de praktijk is de situatie niet ideaal: vanwege de niet ideale absorptie hoeft de HF-impedantie niet gelijk te zijn aan de DC-impedantie. Daarnaast vindt er ook HF dissipatie in de detectorwanden plaats. De verhouding tussen P_{HF} en W geeft de kwaliteit van de detector weer:

$$\eta = \frac{W}{P_{HF}} \tag{13}$$

We hebben dus een maat gevonden voor het verband tussen geabsorbeerd vermogen in de detektiekop van de thermistor en de overeenkomstige gelijkstroomverwarming.

Het effect van de verwarming wordt gemeten met een thermozuil bestaande uit ca. 30 thermokoppels. De uitgangspanning van de zuil is evenredig met het ontstane temperatuurverschil, zodat geldt:

$$e = k\,P \tag{14}$$

omdat het temperatuurverschil evenredig is met het ingezonden vermogen. In termen van verwarming zonder HF-instraling geldt:

$$e_1 = k\,P_1 = k\,\frac{R}{R'^2}\,V_1^2 \tag{15}$$

en met HF-instraling:

$$e_2 = k\,P_2 = k \left[\frac{R}{R'^2}\,V_2^2 + P_{HF} \right] \tag{16}$$

Voor het gemeten temperatuurverschil geldt dan

$$W = \frac{R}{R'^2}\,(V_1^2 - V_2^2) \tag{17}$$

zodat voor de efficiëntie geldt:

$$\eta = \frac{W}{P_{HF}} = \frac{1}{1 + \dfrac{V_1^2}{V_1^2 - V_2^2}\;\dfrac{e_1 - e_2}{e_1}} \tag{18}$$

Deze laatste relatie toont het verband in termen van spanningen, hetzij over de referentieweerstand, hetzij van de thermozuil. Dit wordt dan ook bij het kalibreren gebruikt.

Over welke temperatuurverschillen spreken we nu eigenlijk? In onze meetopstelling gaat het voor de totale verwarming over ca. 40 mK en we proberen veranderingen van ca. 40 µK nog te bepalen.

Een voorbeeld van praktische problemen is het warmtelek via de coaxiaalleidingen. Dit wordt veroorzaakt doordat ook de transmissielijnen naar de thermistor enige

absorptie vertonen. Hierdoor vindt verwarming plaats die tot een ongewenste bijdrage leidt. Een schatting hiervan is gebaseerd op het meten van de absorptie. De onzekerheid in deze meting geeft de belangrijkste bijdrage in de totale onzekerheid.
Tabel 2 geeft een overzicht wat onder de huidige omstandigheden tot 18 GHz bij het gebruik van APC-7 konnektoren normaal is. In totaal leveren deze onafhankelijke bijdragen een totale systematische onzekerheid van 0,4 %, zodat er een totale (1s) onzekerheid bestaat van 0,7 %.

Tabel 2: onzekerheden bij thermistor kalibratie:

Spreiding metingen:	ca. 0,5 % (bij $P_o \approx 3$ mW)
Systematische bijdragen:	
-- uitlezingen spanningen:	totaal 0,05 %
-- referentieweerstand:	0,1 %
-- coaxiale verwarming:	0,3 %
-- reflekties in systeem:	<0,1 %
-- thermozuil en versterker:	0,2 %

Dit is echter voor een "standaard"konnektor. Bij een normale gebruikskonnektor (type N bij voorbeeld) moet thans nog een adapter gebruikt worden; hierdoor ontstaat een extra absorptie tot ca. 2 % met een extra onzekerheid van ca. 0,5 %.

Tabel 3 geeft de situatie weer voor het kalibreren. Voor kalibraties wordt namelijk het 2s-niveau gehanteerd: voor een normale verdeling overeenkomend met een betrouwbaarheidsniveau van 95 % in de uitgevoerde metingen.

Tabel 3: Meetfaciliteiten tot 18 GHz

Konnektortype:	APC-7	type N;
Onzekerheid bij 18 GHz:	ca. 1,5 %	ca. 2,0 %

In de naaste toekomst verwachten we de noodzaak tot uitbreiding naar hogere frequenties (nu al "gewenst" tot 40 GHz en later mogelijk tot boven 100 GHz). Er is een duidelijke trend naar breedband coaxiaal systemen met nieuwe, kleinere konnektoren: K, 2,4 mm, 1,85 mm en zelfs 1 mm worden voorgesteld.

Echter, in eerste instantie zal onze meetfaciliteit worden verbeterd om tot een onzekerheid van 1 % of minder bij 18 GHz komen.

Wisselwerking industrie en standaarden

Keren we terug tot het probleem van de herleidbaarheid van ons voorbeeld "vermogensmeting". Beperken we ons tot de genoemde bijdragen, dan kan de onzekerheid in de kalibratiefactor in principe worden verlaagd tot een procent. Echter bij veel meetapparatuur vindt men een veel grotere reproduceerbaarheid. Hierdoor wil de gebruiker graag een verkleining van de aan hem opgegeven meetonzekerheid. Dit is een belangrijke taak voor de nationale standaardenlaboratoria om in deze (meestal terecht geuite) wens te voorzien.

Ook blijkt de industrie, met name in het HF-gebied, vaak snel nieuwe ontwikkelingen in te voeren, hetgeen leidt tot een achterstand bij het verkrijgen van herleidbaarheid naar standaarden. Tijdig overleg met kalibrerende instellingen (meetkamers en standaardenlaboratoria) kan dit probleem (gedeeltelijk) voorkomen.

Literatuur:

Larson, N.L., "A new self-balancing DC-substitution RF power meter", IEEE Trans. on Instrum. and Meas., Vol IM-25 (1976), pg.343-347.

Voordracht gehouden tijdens de 378e werkvergadering.

TIJD EN FREQUENTIE - HOE NAUWKEURIG?

Ing. G. de Jong
Van Swinden Laboratorium
Nederlands Meetinstituut
Delft

Time and Frequency - How accurate? The unit of time is the most accurate realisable of the SI. Different ways of realisation and the asociated accuracies are addressed, together with the traceability infra-structure in the Netherlands for time and frequency calibrations.

1. Inleiding

De eenheden van tijd en frequentie in het internationale stelsel van eenheden zijn realiseerbaar met een nauwkeurigheid die beter is dan alle andere. In dit artikel komen verschillende manieren aan de orde waarmee een hoge mate van nauwkeurigheid wordt bereikt bij tijd- en frequentiekalibraties.

1.1 Het begrip tijd

Over tijd is door de eeuwen heen veel gefilosofeerd en geschreven. In dit bestek komt de meetbare, exact gedefinieerde tijd ter sprake: de tijd die volgens Einstein is wat de klok aanwijst. Deze tijd geeft het tijdstip aan, hoe laat iets gebeurt. Een stopwatch wijst ook tijd aan: de tijdsduur van een handeling. De eenheid waarin tijd wordt uitgedrukt is de seconde; grotere eenheden met een eigen benaming zoals de minuut, het uur, de dag, de week, het jaar zijn veelvouden hiervan. Zowel een klok als een stopwatch bevat een tijdbasis of generator die periodiek een signaal afgeeft, bijvoorbeeld 100 keer per seconde, de periodetijd is dan 1/100 s ; deze generator heeft een frequentie van 100 Hz (de Hz is de eenheid waarin de frequentie wordt uitgedrukt). Deze frequentie wordt in een stopwatch toegevoerd aan een teller met cijferweergave zodra op start wordt gedrukt totdat de stoptoets wordt ingedrukt. De teller staat dan stil en de verstreken tijd wordt in honderdsten van seconden (eenheden van 10 milliseconden) aangegeven. Een stopwatch wordt een klok als deze op nul wordt gezet en precies om middernacht wordt gestart. Een klok heeft een referentie, een origine nodig om de juiste tijd aan te geven. De nauwkeurigheid van de tijdaanwijzing hangt vervolgens af van de nauwkeurigheid van de frequentie van de tijdbasis.

1.2 Ontwikkeling van tijdmeting

De basis van de tijdaanwijzing is al vanaf de oudheid de dag, de afwisseling van licht en donker als gevolg van de rotatie van de aarde. Deze plaatselijke zonnetijd wordt door een zonnewijzer aangewezen. De diverse uurwerken die in de loop der tijd werden ontwikkeld, zijn bedoeld om ook op plaatsen en momenten zonder zon de tijd te weten te komen. De dag werd onderverdeeld in uren, kwartieren, minuten, seconden naarmate de uurwerken nauwkeuriger werden (fig.1). Het bleek dat de zonnetijd niet het hele jaar door gelijkmatig was. Keppler heeft aangetoond dat de aarde niet in een cirkel maar in een ellips om de zon draait in een jaar; hij heeft een rekenwijze aangegeven voor de correctie. Door deze correctie toe te passen kan de plaatselijke middelbare zonnetijd (en daarmee de seconde) worden bepaald.

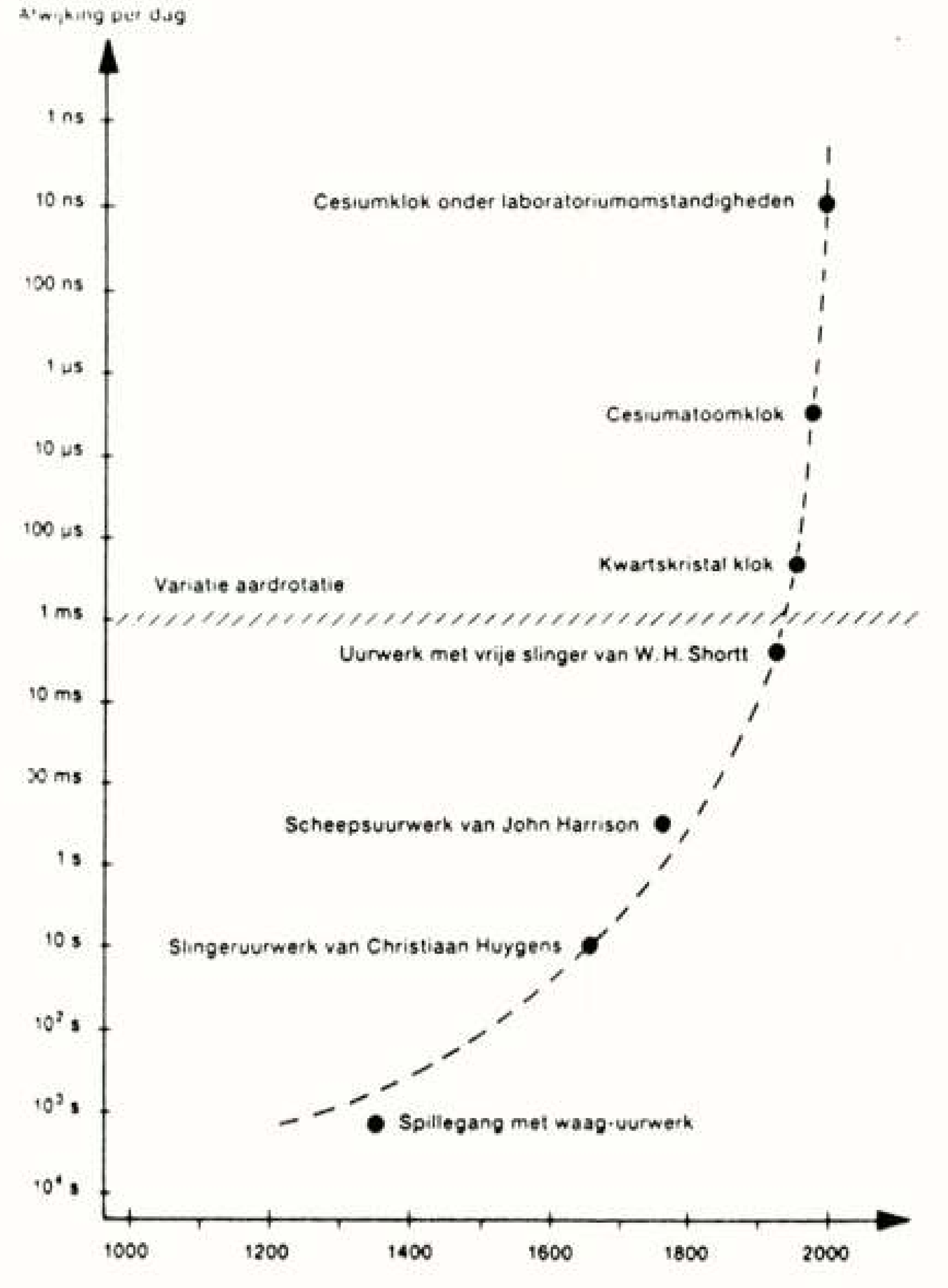


Fig. 1 Ontwikkeling van de tijdmeting

De tijd was nodig voor plaatsbepaling in de scheepvaart (zon of ster schieten met een sextant), wat tot het zoeken naar steeds nauwkeuriger uurwerken heeft geleid. Een toename van sneller internationaal verkeer met de komst van de spoorwegen deed de noodzaak ontstaan van een uniforme tijd in een heel land, of groep naast

elkaar gelegen landen. In 1884 heeft men daarom op een conferentie in Washington de wereld in tijdzones ingedeeld waarbinnen eenzelfde tijd zou moeten gelden. De tijd van naast elkaar gelegen zones verschilt 1 heel uur. De zone rond de nulmeridiaan die over Greenwich loopt werd als basis gekozen. Vandaar de benaming Greenwich Mean Time (GMT).
Een wereldtijdschaal gebaseerd op de rotatie van de aarde t.o.v. de sterren werd in 1958 ingevoerd.
In de vijftiger jaren werden klokken gebaseerd op fysische eigenschappen van atomen en moleculen ontwikkeld. De internationale atoomtijdschaal TAI (Temps Atomique International) wordt vanaf 1958 bijgehouden. Deze ontwikkeling heeft in 1967 ook geleid tot een nieuwe definitie van de SI seconde welke nu nog geldig is.
In 1972 is deze atoomseconde als basis voor de kloktijd ingevoerd. De basis is niet langer de middelbare zonnetijd van Greenwich maar de van de TAI afgeleide gecoördineerde wereldtijd UTC (Universal Time Coordinated). De gelijkloop met de zonnetijd wordt stapsgewijs verkregen door in de UTC en de daarvan afgeleide nationale tijdschalen schrikkelseconden in te lassen of weg te laten. Vanaf 1 januari 1990 loopt hierdoor de UTC in totaal 25 s achter op TAI.

2.0 Tijd- en frequentiestandaarden.

In 1967 werd door de Conference General des Poids et Mesures (CGPM) de seconde in het Internationale Stelsel van Eenheden (SI) gedefinieerd:
de seconde is de tijdsduur van 9 192 631 770 perioden van de straling overeenkomend met de overgang tussen de twee hyperfijnniveaus van de grondtoestand van het atoom cesium-133.

Alle tijd- en frequentie-metingen moeten naar de bovenstaande definitie gerefereerd worden. De cesiumatoomklok wordt nu nader toegelicht.

2.1 Fysische basis van de cesiumatoomklok

In de grondtoestand van het cesiumatoom draait er een elektron in de buitenste schil. Dit elektron heeft een negatieve lading, en de kern een positieve lading. Buiten de beweging om de kern, bezit het elektron ook nog een rotatie om zijn eigen as, de elektron spin. De rotatie van de kern om zijn as is de kernspin (fig.2). Een bewegende lading veroorzaakt een magnetisch veld loodrecht op het vlak waarin de lading zich beweegt. Eenvoudig voorgesteld door een staafmagneet. Twee magneten die zich in elkaars veld bevinden, oefenen wederzijds krachten uit. Het verschil tussen atomen in de twee hyperfijnniveaus van de grondtoestand is dat het buitenste elektronen van spinrichting verschillen waardoor ze verschillende krachten ondervinden t.o.v. de kern. Dit verschil in krachten komt tot uiting in het verschil in energieniveau. De beide soorten worden

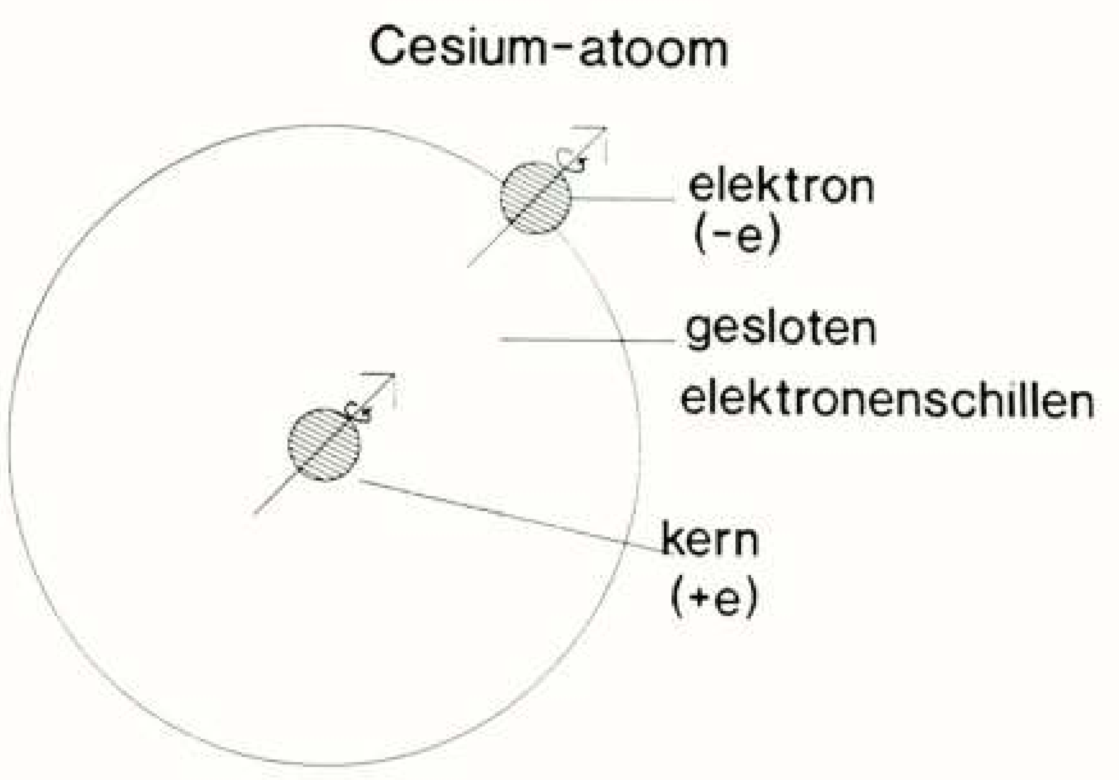


Fig. 2 Elektron en kern van cesiumatoom

aangeduid met het quantumnummer F=3 en F=4. De atomen kunnen in een sterk inhomogeen extern magneetveld gesorteerd worden. Bij het aanbrengen van een extern magneetveld treedt een verdere splitsing op van de atomen in subniveaus, het Zeemaneffect. Deze subniveaus worden aangeduid met m_F (+4 tot -4). Zie figuur 3.

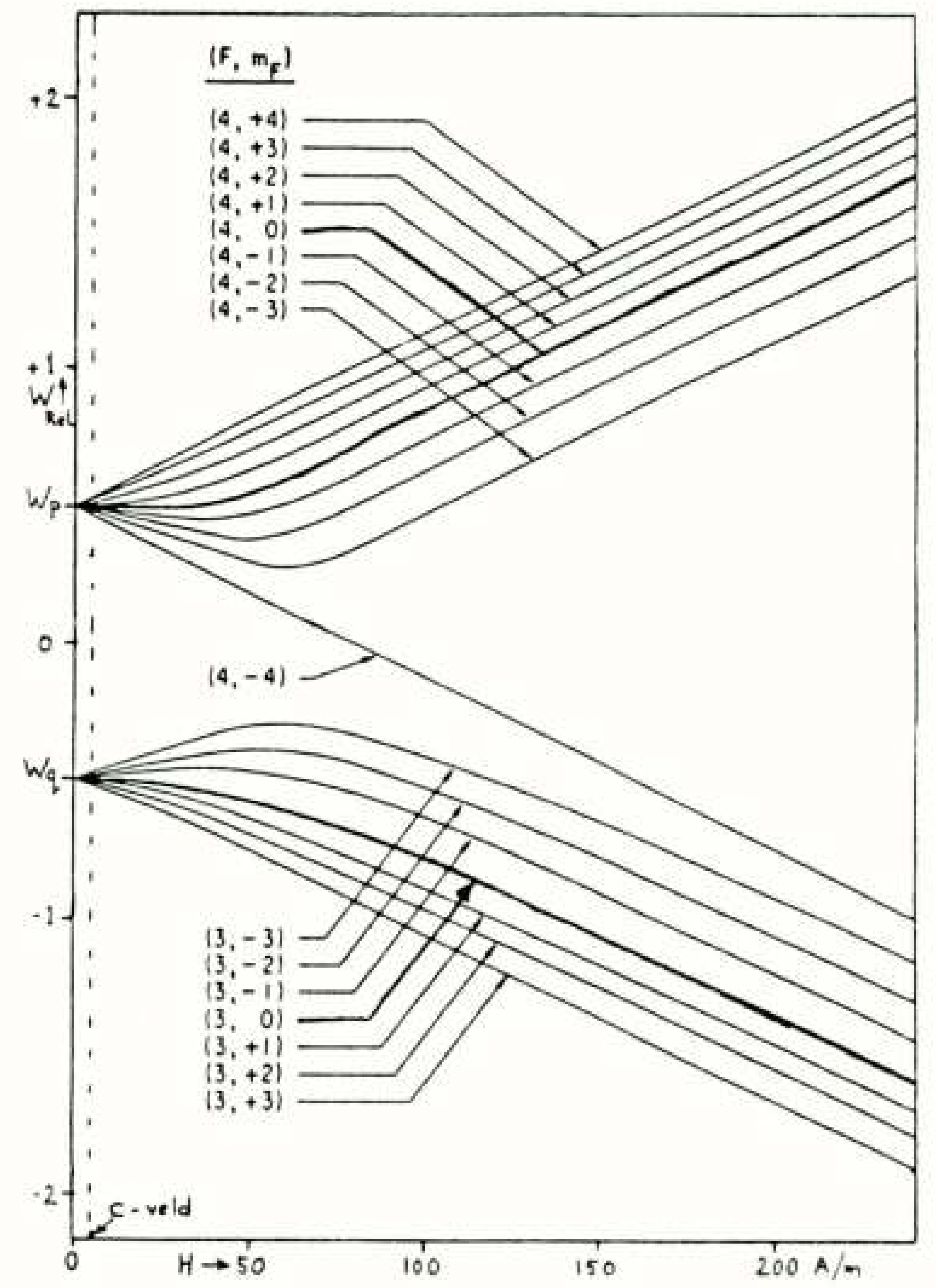


Fig. 3 Subniveaus door Zeeman-splitsing

De seconde is gerelateerd aan de energie (Wp-Wq) die nodig is om de elektronspin van rotatierichting te laten wisselen ("floppen"). Deze energie kan in de vorm van elektromagnetische straling van de juiste frequentie worden toegevoerd aan de atomen: immers $E = h \cdot f$ waarin E het energieverschil (Wp-Wq) is, h is de constante van Planck ($6,6 \cdot 10^{-34}$ J·s), f de frequentie in Hz. In figuur 4 zijn de frequenties te zien die bij de verschillende overgangen van de energieniveaus van fig. 3 horen. De overgang van (3,0) naar (4,0) is met f_0 aangegeven; f_0 is 9 192 631 770 Hz.

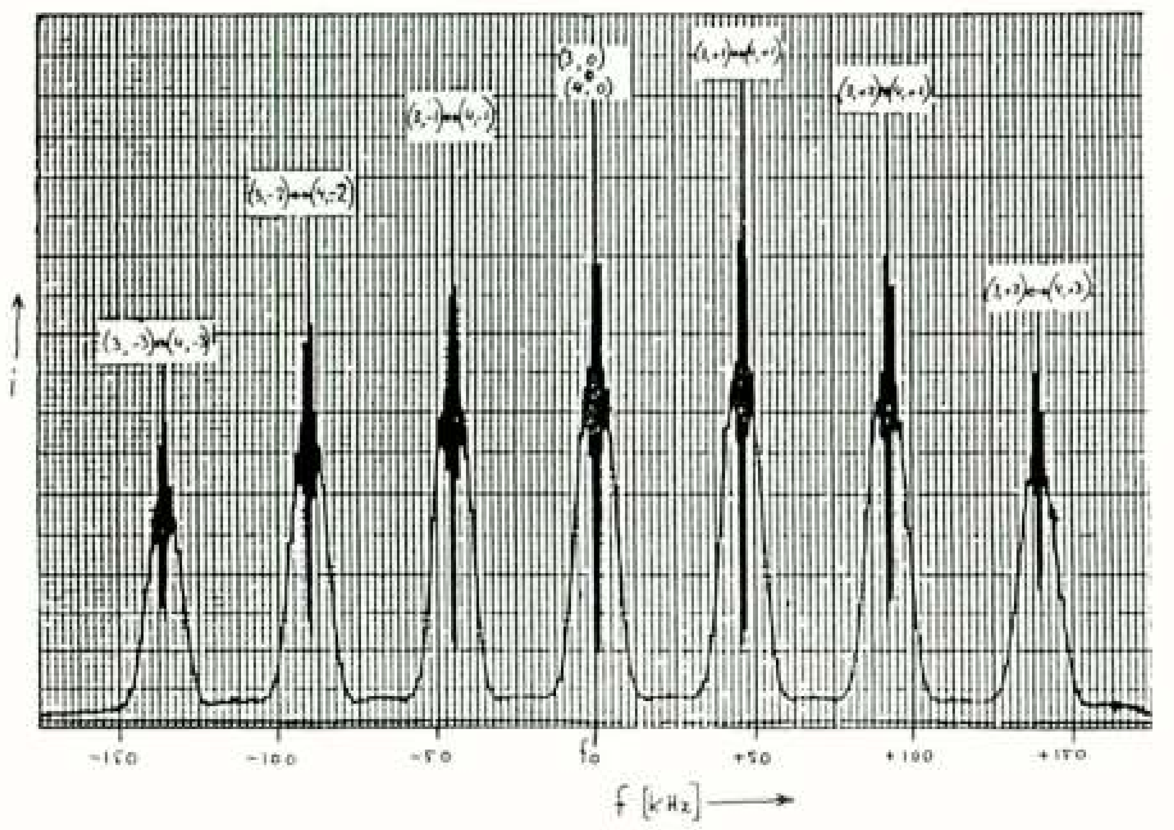


Fig. 4 Resonanties horend bij de diverse overgangen

2.2 De werking van een cesiumklok

Het principe van de op deze definitie gebaseerde tijd/frequentiestandaard is in fig. 5 weergegeven. Het werkingsprincipe zal nu kort worden beschreven.
Het inwendige van de cesiumstraalbuis is vacuüm gezogen, zodat geen storende invloed van andere moleculen of atomen wordt ondervonden.
De cesiumoven is gevuld met het cesiumisotoop 133 en wordt tot ongeveer 100 °C verhit. Het cesium verdampt dan in voldoende mate, zodat het (via de collimator) de oven verlaat als een straal atomen.
De atomen passeren een magneet A waarbij een scheiding optreedt van de atomen met F = 3 en F = 4. Deze scheiding is nodig om later een overgang van de ene energietoestand naar de andere te kunnen vaststellen.
Eén soort wordt niet verder gebruikt en wordt opgevangen in een poreuze absorbtieplaat.
De overgebleven atomen doorlopen in het zwakke C-magneetveld tweemaal een interactiegebied waar zoveel mogelijk atomen energie moeten uitwisselen met het microgolfveld dat aan het eind van de trilholtes aanwezig is. Dit vindt echter alleen plaats als de frequentie van de microgolven exact overeenkomt met het energieverschil tussen de beide niveaus. De atomen die geen energie hebben uitgewisseld, worden door een tweede magneet B afgebogen naar een absorber.
De Cs-atomen die in de andere energietoestand zijn overgegaan, worden door magneet B naar de hittedraad-ionisator afgebogen. Deze onttrekt de valentie-elektronen, die door de hoge temperatuur minder vast aan het atoom zijn verbonden, aan de atomen zodat positief geladen cesium-ionen overblijven. Deze worden met behulp van een elektrisch veld versneld. Via een massaspectrometer die alleen Cs-133 ionen doorlaat, botst elk ion op een dynode. Daarbij wordt één of meer elektronen vrijgemaakt, en via een elektronenvermenigvuldiger ontstaat een meetbare stroom i, die evenredig is met het aantal atomen die gewisseld, geflopt, zijn van hun initiële energietoestand naar de complementaire.
Fig. 6 toont deze stroom i als functie van de microgolffrequentie. Hier is duidelijk zichtbaar dat door de atomen alleen energie uitgewisseld wordt met het microgolfveld als de microgolffrequentie voldoende

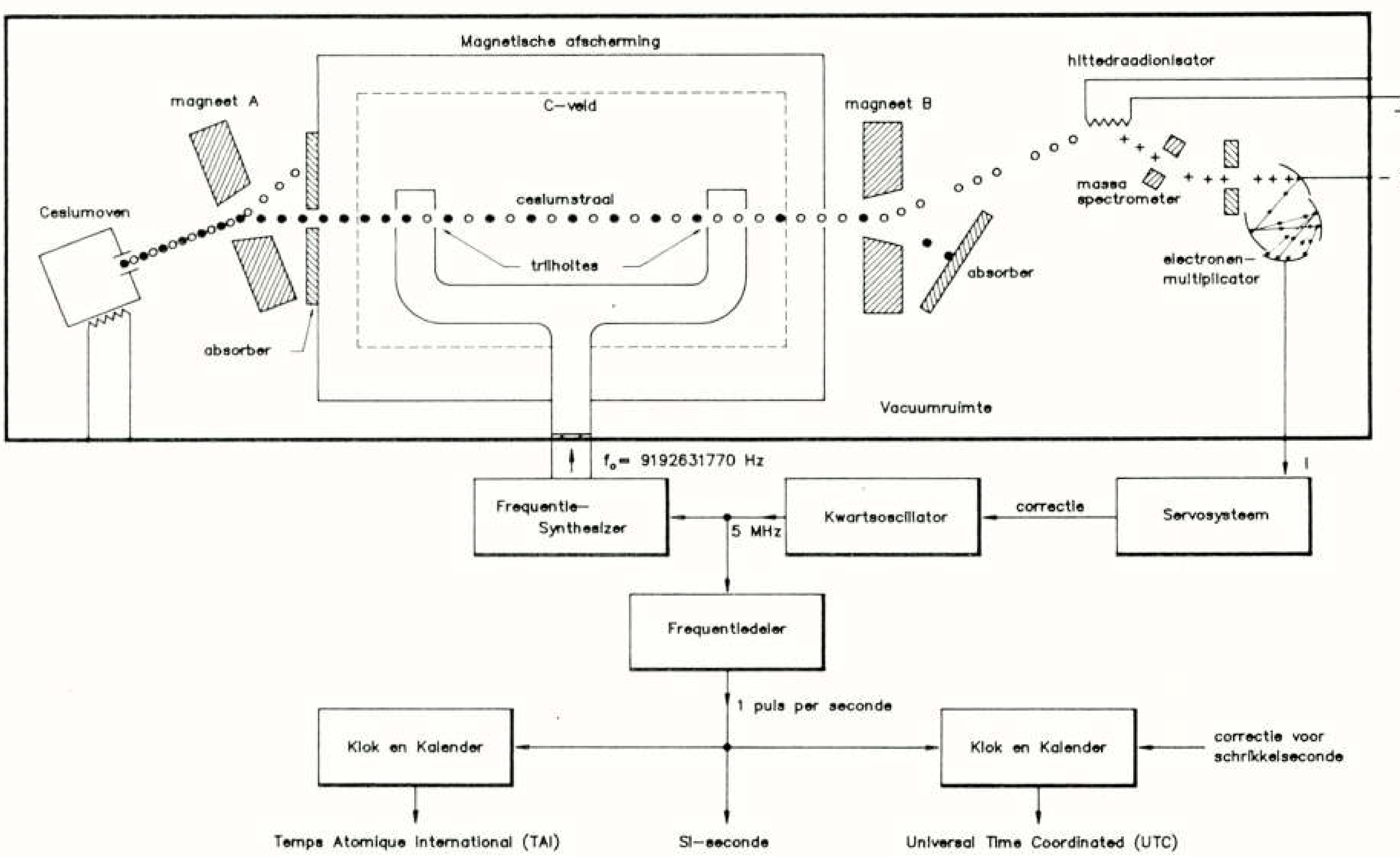


Fig. 5 Principeschema van de cesiumatoomklok

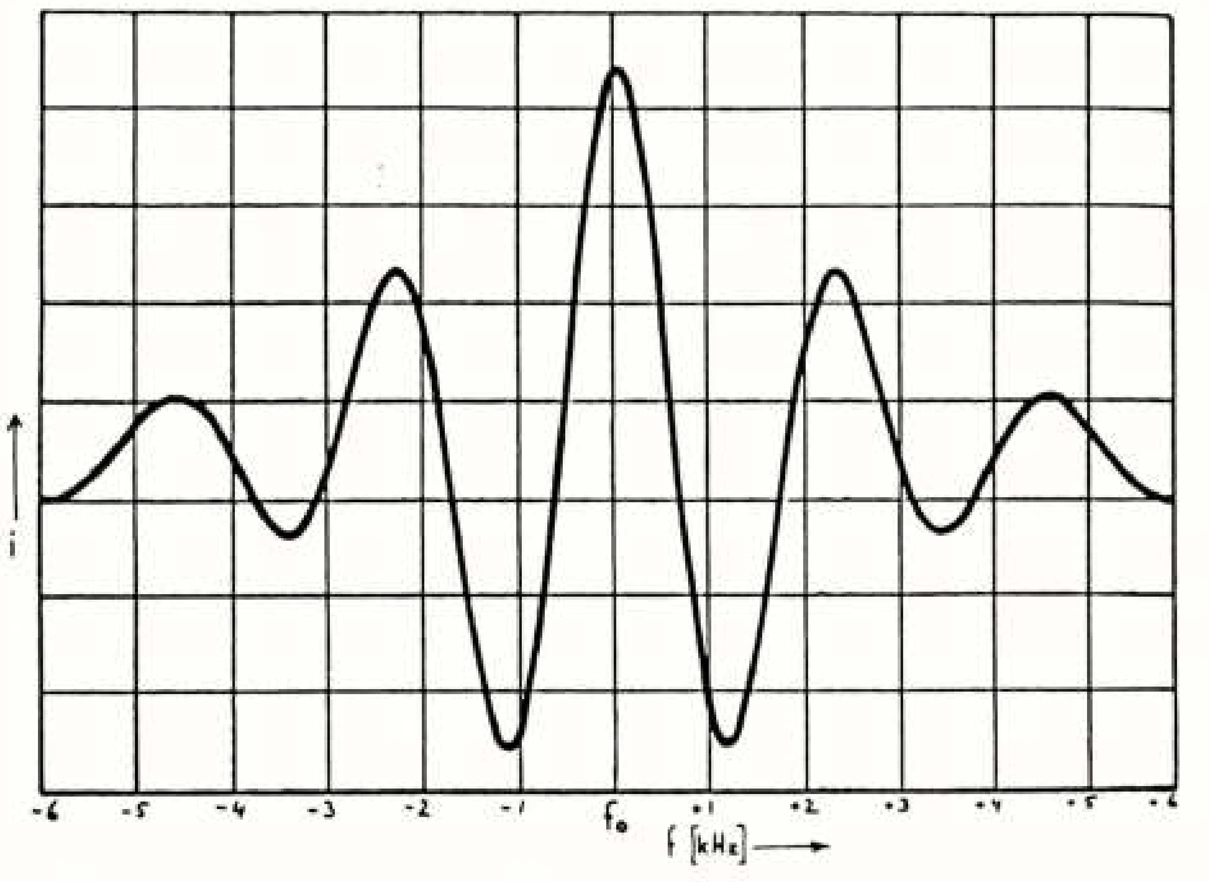


Fig. 6 Intensiteit als functie van de frequentie

dichtbij de frequentie f_0 is die overeenkomt met het verschil tussen de beide energieniveaus. Hoe groter de afstand tussen de twee interactiegebieden is (dus ook hoe langer de cesiumbuis), des te scherper is de resonantie en des te nauwkeuriger is de standaard. De interactieafstanden variëren van 20 cm tot bijna 4 m en de resonantie breedten van 500 Hz tot 26 Hz voor commerciële, resp. laboratoriumstandaarden.
Via een servosysteem wordt de frequentie (5 MHz) van de kwartskristaloscillator van waaruit de microgolffrequentie samengesteld (gesynthetiseerd) wordt, voortdurend optimaal bijgeregeld. Door deling van de kwartsfrequentie wordt een signaal met een periode van 1 seconde verkregen, wat dan een secondesignaal volgens de definitie van het SI is.

2.3 De nauwkeurigheid van de cesiumatoomstandaard

De benadering van de definitie wordt beperkt, en daarmee de absolute nauwkeurigheid, tot 10^{-13} à 10^{-14} s/s als gevolg van onzekerheden in de snelheids-verdeling van de atomen in de interactie-gebieden en de daarbij toe te passen correctie voor het tweede orde Doppler effect; verder is het faseverschil tussen de microgolven in de twee interactiegebieden een beperking, evenals de onzekerheid in de bepaling van het zwakke magneetveld C; tenslotte spelen de spectrale zuiverheid van de microgolffrequentie en de onzekerheid van het servosysteem mee.

2.4 Optisch gepompte Cs-standaard

Een nieuwe ontwikkeling bij primaire standaarden zijn de optisch gepompte cesiumstandaarden. Dit zijn cesiumstandaarden waarbij de selectie magneten A en B vervangen zijn door lasers die de cesiumatomen eerst in het gewenste hyperfijnniveau brengen. Dan volgt het conventionele interactiegebied in de trilholtes en worden de in het andere hyperfijnniveau overgegane atomen optisch gedetecteerd. Voordelen:

1. Veel meer of nagenoeg alle cesiumatomen in de straal doen mee, zodat een grotere signaal/ruisverhouding wordt bereikt en een betere short-term stabiliteit.
2. De snelheidsafhankelijke weg tussen de magneetpolen bestaat niet meer, zodat de invloed van de cavity phase shift nauwkeuriger kan worden bepaald.
3. Door de afwezigheid van de sterke selectie magneten kunnen er geen ongewenste overgangen plaatsvinden.
4. Het C-field kan nu over de gehele weglengte homogeen worden aangebracht.

Een nieuwe foutenbron is echter de Stark shift door fluorescentie van de optisch gepompte gebieden, maar theoretisch kan deze klein en hanteerbaar blijven.
Het moet in de toekomst mogelijk zijn een nauwkeurigheid beter dan 10^{-14} te halen en portable cesiumklokken met een nauwkeurigheid van 10^{-13} te maken. Een probleem is de frequentiestabiliteit van de benodigde halfgeleiderlasers.

2.5 Andere T/F standaarden

Behalve de besproken cesiumstandaarden worden diverse andere standaarden als tijdbasis of frequentiebron gebruikt. Dit zijn de kwartskristalresonators en atomaire standaarden zoals de rubidiumgascel en de waterstofmaser.
Het toepassingsgebied van kwartsresonators als frequentiebepalend element voor de generatie van stabiele frequentie en tijd is de laatste jaren zeer toegenomen. Ze worden toegepast in digitale klokjes, computers, frequentie-synthesizers, enz., tot in waterstofmasers en cesiumstandaarden toe.
Rubidiumstandaarden hebben een goede short-term stabiliteit, maar zijn op langere termijn (> 1 dag) minder goed dan cesium; deze zijn wel minder duur (2x) dan cesiumstandaarden.
Waterstofmasers hebben een onovertroffen short-term stabiliteit, maar worden door de luchtdrukgevoeligheid op langere termijn slechter dan cesium; waterstofmasers zijn duurder (5x) dan cesiumstandaarden.
Een overzicht van de eigenschappen van frequentiestandaarden en tijdbases tonen fig. 7 en 8.

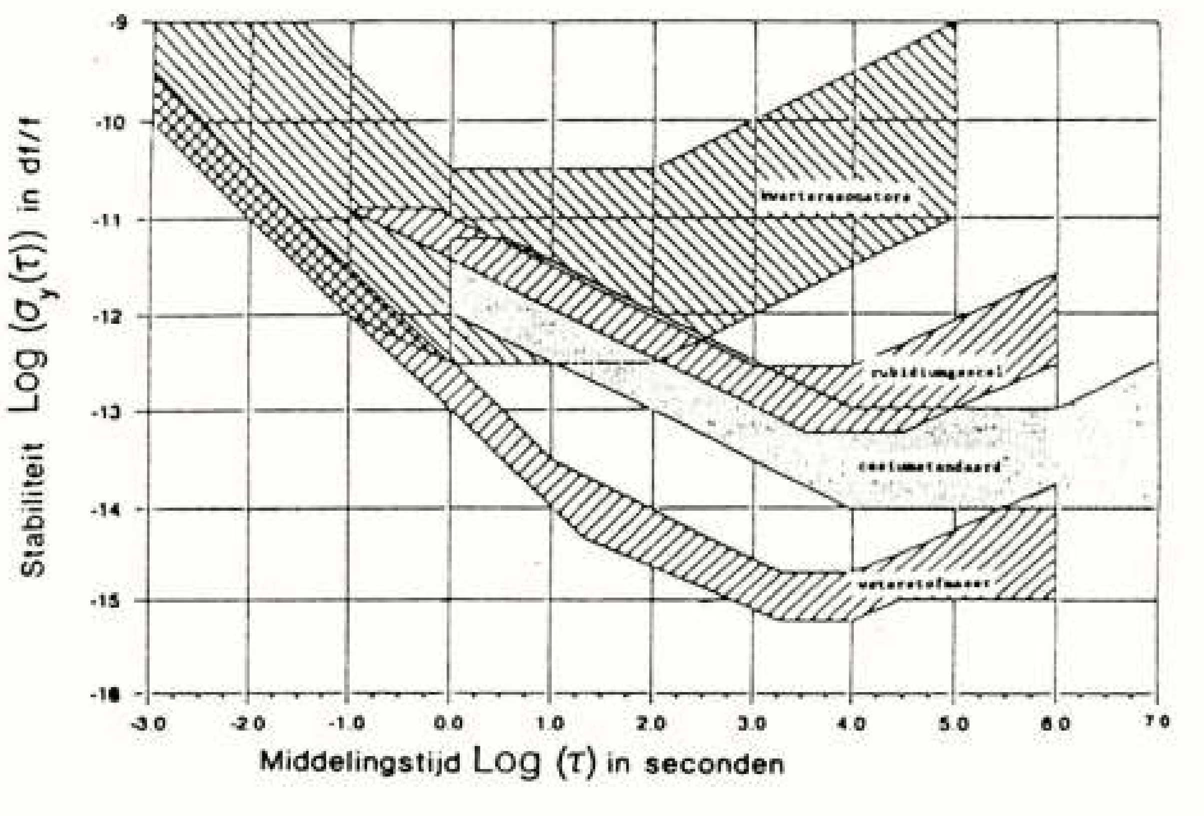


Fig. 7 Stabiliteitsbereiken van frequentiestandaarden

Type	Temp. per K	Versnell. per m/s²	Magn.veld per Tesla	Luchtdruk p. Pascal	Verouder. per jaar
kwarts	10^{-12}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-14}	10^{-8}
Rubidium	10^{-12}	10^{-13}	10^{-08}	10^{-15}	10^{-10}
Waterstof	10^{-14}	10^{-13}	10^{-10}	10^{-17}	10^{-12}
Cesium	10^{-13}	10^{-14}	10^{-09}	10^{-17}	10^{-13}

Fig. 8 Overzicht omgevingsgevoeligheid van de beste tijd- en frequentiestandaarden

3 De overdracht van tijd en frequentie

Het is belangrijk dat de nauwkeurigheid van cesiumstandaarden ter beschikking komt van ieder die dat nodig heeft, zonder dat de onzekerheid te groot wordt, maar ook op de voor de vereiste onzekerheid meest economische manier. Hiertoe zijn diverse manieren van overdracht ontwikkeld.

3.1 Direct via korte of lange kabel

Twee klokken die naast elkaar opgesteld staan kunnen via gelijke korte coaxkabels gemeten worden met een tijdintervalmeter. Deze geeft het tijdsverschil aan tussen de startpuls en de stoppuls met een mogelijke resolutie tot in het picoseconde gebied. Factoren die de nauwkeurigheid beïnvloeden zijn: verschil tussen start- en stop-ingang, pulshoogteverschil, stijgtijdverschil. Deze dienen gedefinieerd en gemeten te worden (fig. 9).

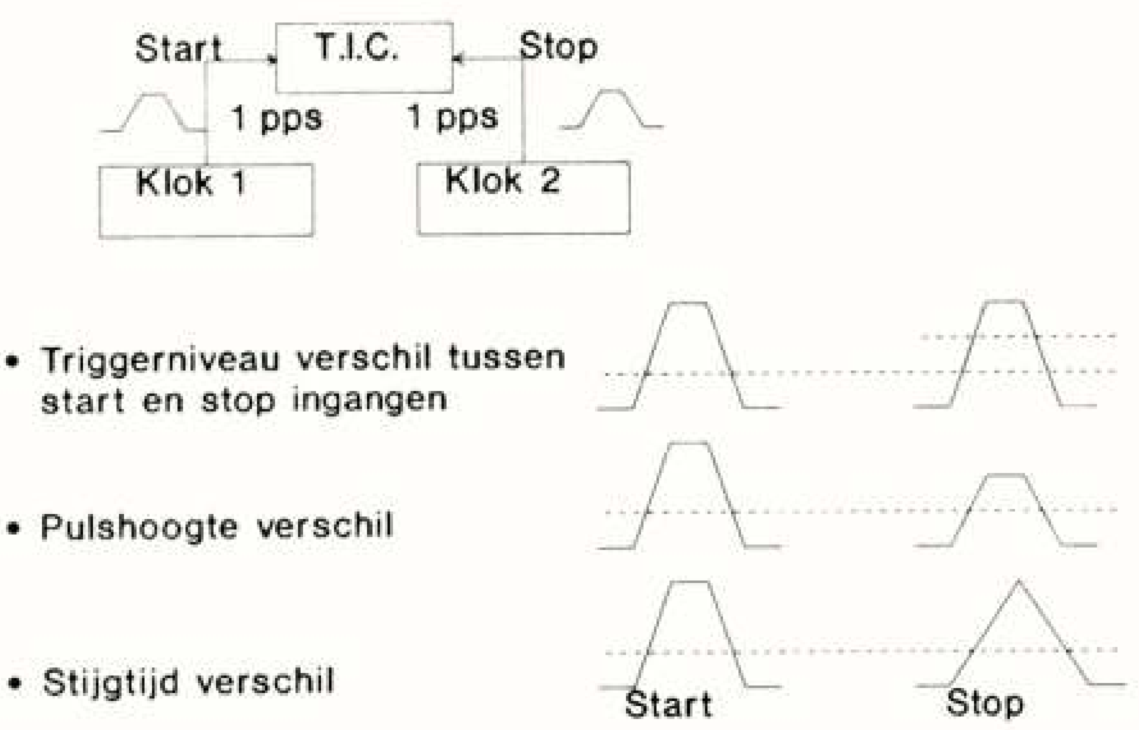


Fig. 9 Tijdmeting, klokken naast elkaar

Bij gebruik van een lange kabel voor een klok op enige afstand van de eerste treedt vertraging van de puls op door de looptijd in de kabel (≈5 ns/m in 50 Ω coax) en treedt vervorming van de oorspronkelijke puls op: verzwakking en dispersie, dit laatste doordat hoge frequenties meer worden verzwakt dan lagere wegens het "skin"-effect (fig. 10). Hiervoor dient gecorrigeerd te worden.

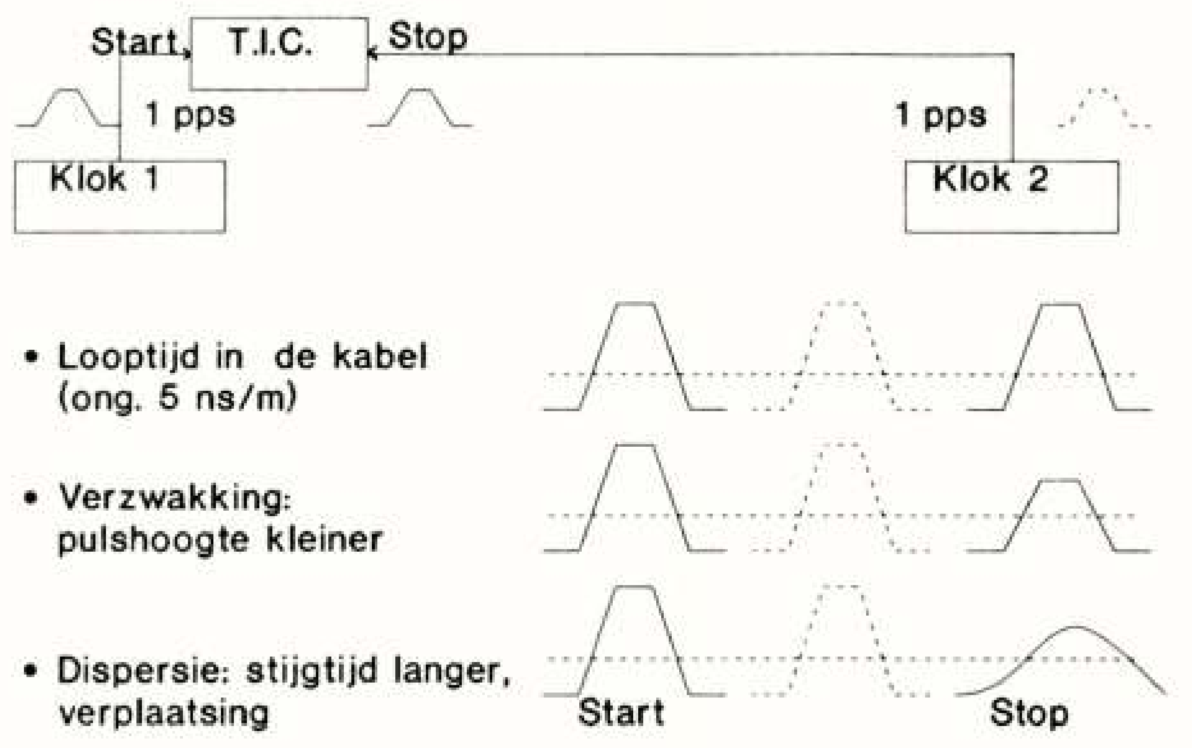


Fig. 10 Tijdmeting, klokken op afstand, via kabel

3.2 Direct via reizende klokken

Reizende (draagbare) klokken worden gebruikt als intermediair om ver van elkaar opgestelde klokken te vergelijken en om looptijden en vertragingstijden te meten bij tijdkalibratiesystemen. Ook kan de origine van een tijdschaal er mee worden overgedragen. Het zijn cesium- of rubidium klokken met een extra grote batterijvoeding zodat de klok lange tijd (bijv. 6 h) blijft doorlopen. Bovendien zijn voorzieningen aanwezig voor voeding uit de autoaccu of trein-, vliegtuig- of bootspanningen. Dergelijke klokken moeten bestand zijn tegen de trillingen tijdens het transport. Ze zijn minder stabiel door de wisselende omgevingstemperaturen en de wisselende posities in het aardmagnetisch veld. Bij transport over grote afstanden met vliegtuigen moet gecorrigeerd worden voor de relativiteitsinvloeden. Vóór een kalibratie wordt de frequentie bepaald en wordt de tijdaanwijzing gelijkgezet; na terugkomst wordt opnieuw de frequentie bepaald en het tijdsverschil gemeten. Door interpolatie wordt de tijd van de reizende klok berekend op het moment van de kalibratie. Met de door het VSL gebruikte cesium klok kunnen dergelijke kalibraties worden gerealiseerd met een onzekerheid van 5 ns bij een totale reisduur van 4 h.

3.3 Direct via gemoduleerde draaggolven

Om de dispersie van de puls bij lange kabels te vermijden, kan de puls, als basisband signaal worden gemoduleerd op een draaggolf van voldoend hoge frequentie om de dispersie door groepslooptijdverschillen te vermijden (fig. 11). Toepassingen hiervan zijn het gebruik van modems en het toepassen van glasvezelverbindingen alsmede draadloze overdracht met zenders en ontvangers. De correcties voor de looptijd in de kabel (≈5 ns/m in 50 Ω coax), en de vertraging in modulator en demodulator moeten door meting worden bepaald. Met telefoonlijnen en modems is in ons land een onzekerheid in de orde van 1 ms mogelijk.

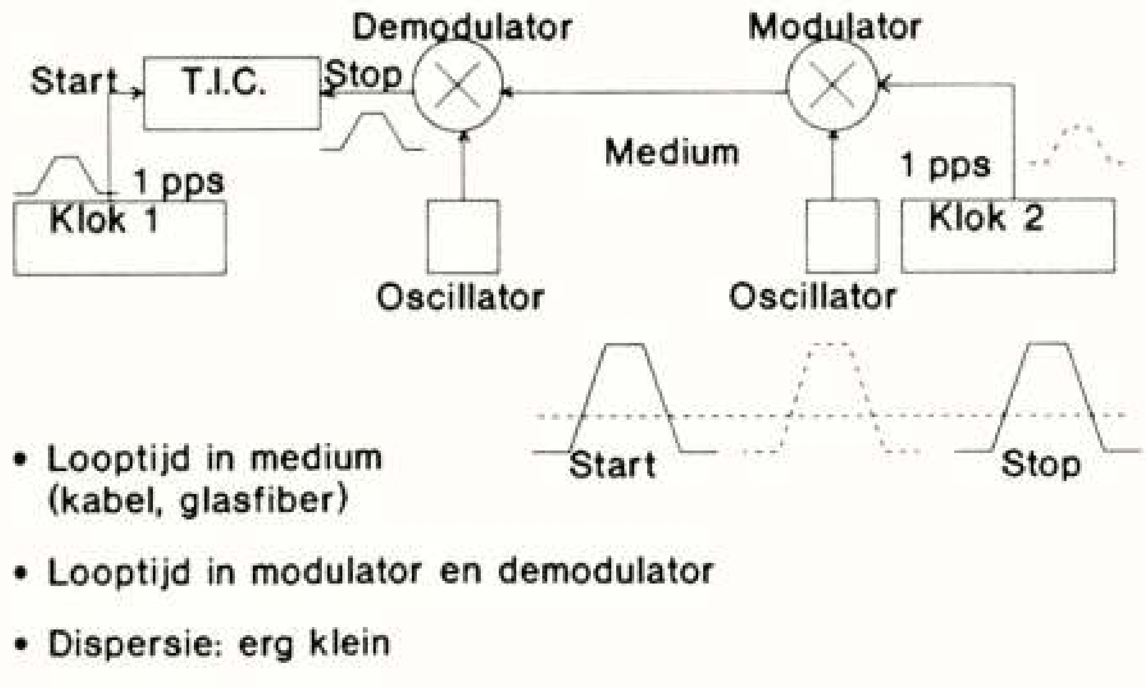


Fig. 11 Tijdmeting, op afstand met gemoduleerde draaggolf

3.4 Draadloos

Gemoduleerde draaggolven kunnen via zend- en ontvangantennes hun informatie door de ruimte overdragen (fig. 12). De voortplantingstijd is 3,3 ns per meter; hiervoor moet gecorrigeerd worden, evenals voor de eventuele extra looptijd door de ionosfeer en de troposfeer. Toepassingen: navigatiesystemen zoals Omega, Loran-C, Decca, Transit, GPS; ook de VLF-, LF- en HF-radiotijdseinzenders.

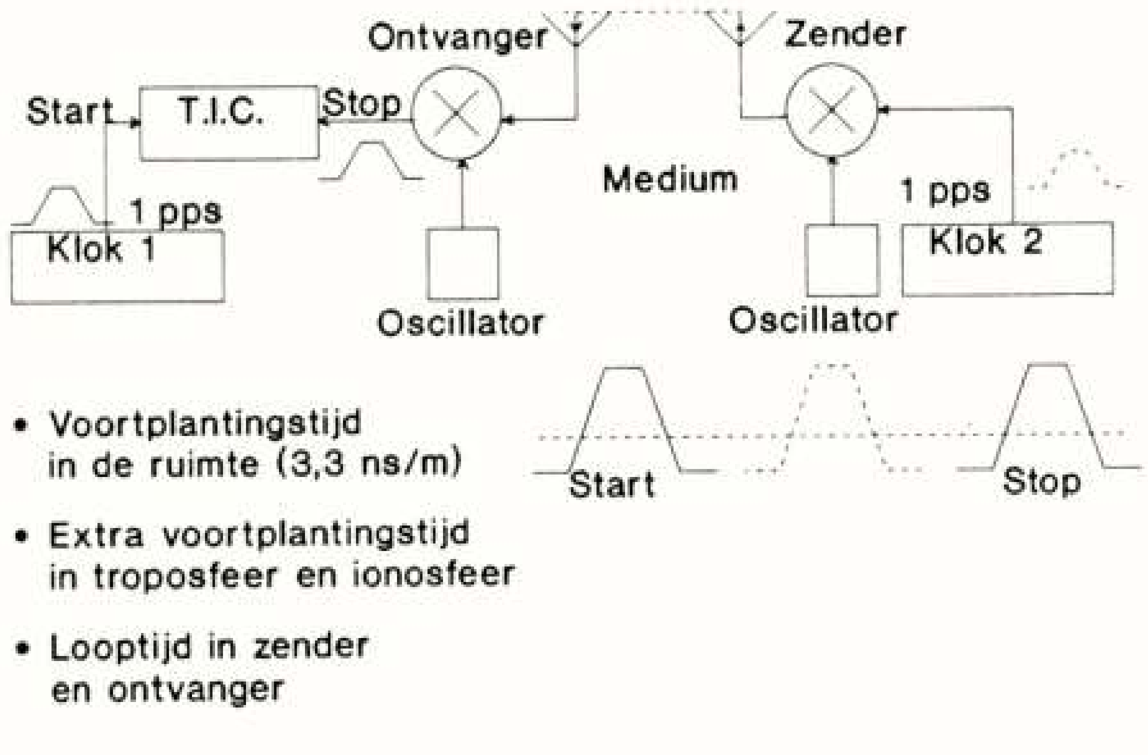


Fig. 12 Tijdmeting, op afstand, draadloos

3.4.1 Radiotijdsein

De NOB-Radio heeft in Hilversum een tijdgenerator in gebruik die alle radiostudio's van de juiste tijd voorziet. Deze verzorgt ook het radiotijdsein dat elk uur te beluisteren valt op de meeste Nederlandse AM- en FM-zenders. Dit tijdsein bestaat uit 2 piepjes van 1000 Hz die elk 0,1s duren die behoren bij het begin van de seconden 58 en 59, en een piepje van 0,4 s horend bij de seconde 00 van het nieuwe uur (fig. 14). Dit tijdsein wordt elk uur gemeten en blijkt ongeveer 20 ms te laat te komen met een spreiding < 10 ms. De waarde om 10 h UTC wordt gepubliceerd in het VSL Time Service Bulletin. De tijdgenerator wordt gesynchroniseerd met de secondepulsen van het signaal van de West-Duitse standaardzender DCF77 die op zijn beurt door de PTB, onze Duitse zusterorganisatie, wordt bijgeregeld.

3.4.2 Teletekst

Op de Nederlandse televisienetten is Teletekst informatie aanwezig die met een daarvoor uitgerust TV-toestel zichtbaar gemaakt kan worden. De informatie is ingedeeld in pagina's en bovenin is de identificatie van de pagina zichtbaar met de datum en de tijd tot in seconden. Deze informatie komt uit een computer. De afwijking van de aangegeven tijd kan relatief groot zijn als de software klok niet gesynchroniseerd is met de NOB tijdgenerator of soms een seconde overslaan als er te grote activiteit tijdens het wijzigen van de informatie in de computer is. Het VSL heeft een schakeling ontwikkeld om de Teleteksttijd te meten. Dit kan modulo 1 s en modulo 10 s met een onzekerheid van ≈0,2 μs.
Er is ook een pagina (777) met de plaatselijke tijd van verschillende grote wereldsteden waar de tijd in minuten wordt aangegeven maar waar het verspringen een 20 tot 40 s te vroeg gebeurt. Dit heeft te maken met het aantal pagina's dat achtereenvolgens uitgezonden moet worden en wat niet tijdsynchroon gebeurt zodat het tijdstip waarop pagina 777 aan de beurt is, niet vast ligt.

3.4.3 LF/VLF standaardzenders

In Nederland zijn de Duitse DCF77 en de Engelse MSF60 goed te ontvangen. Bij deze zenders is de draaggolf (77,5 kHz resp 60,0 kHz) gestabiliseerd met rubidium- of cesiumstandaarden en bevat de modulatie digitale informatie over de datum en de tijd.
De Engelse omroepzender Droitwich die al jaren lang op exact 200 kHz uitzond en een eenvoudige kalibratiemogelijkheid was, is op 1 febr. 1988 op 198 kHz gaan uitzenden i.v.m. internationale regelgeving. Frequentiekalibratie met behulp van draaggolven bereikt een relatieve onzekerheid van 10^{-6} over een middelingstijd van 1 s tot $5 \cdot 10^{-11}$ gemiddeld over 1 dag. Tijd kan uit de modulatie worden betrokken met een onzekerheid tot 0,1 s of beter, afhankelijk van de methode.
Het VSL meet dagelijks de fase van de draaggolf van DCF77 en publiceert deze in het VSL Time Service Bulletin.

3.4.4 Loran-C zenders

Loran-C is een navigatiesysteem dat met ketens van een master met 3 of 4 slaves hyperbolische navigatie mogelijk maakt. De zenders werken op een frequentie van exact 100 kHz (afkomstig van een cesiumstandaard) met 8 bursts elke ms met een duur van 72,5 μs. De herhalingsfrequentie van de 8 bursts is voor elke keten van zenders uniek, zodat "afgestemd" kan worden op elke keten. Het signaal van zo'n zender plant zich voort langs het aardoppervlak naar de ontvanger maar wordt ook via de onderste laag van de ionosfeer gereflecteerd naar de ontvanger. De laatste weg is langer dan de eerste, wat een aankomstvertraging bij de ontvanger van 50-500

μs betekent. De ontvanger wordt zo afgesteld dat alleen de eerste 40 μs wordt doorgelaten naar de phase locked loop in de ontvanger. Een Loran-C ontvanger geeft hierdoor fase- en tijdinformatie die onafhankelijk is van de toestand van de ionosfeer.
De onzekerheid van tijdkalibratie is 50 tot 500 ns afhankelijk van de afstand tot de zender. Het VSL meet dagelijks aan Loran-C signalen en publiceert deze in het Time Service Bulletin.

3.4.5 Passieve TV-methode

De tijd- en frequentievergelijking met behulp van televisiesignalen maakt gebruik van de normale uitzendingen zonder dat een speciaal signaal aan de uitzendingen wordt toegevoegd, vandaar de benaming passieve TV-methode. Hierbij wordt het rastersynchronisatie-signaal gebruikt, dat een nominale periode tijd heeft van 20 ms. Op het VSL en op het laboratorium dat met de nationale standaard wil vergelijken wordt het moment waarop de synchronisatiepuls arriveert, gemeten t.o.v. de eigen standaard (fig. 13); deze puls is gemeenschappelijk, dit is een "common-view" methode. De gemeten waarden (tussen 0 en 20 ms) worden van elkaar afgetrokken en deze waarde geeft dan het tijdsverschil aan met het VSL. Voor de uiterste nauwkeurigheid voor tijd moet deze waarde nog worden gecorrigeerd voor het verschil in looptijd van de zender(s) naar de ontvangers. Voor frequentiekalibratie moet de volgende dag weer een tijdsverschil worden bepaald. Aan de hand van de toe- of afname van dit

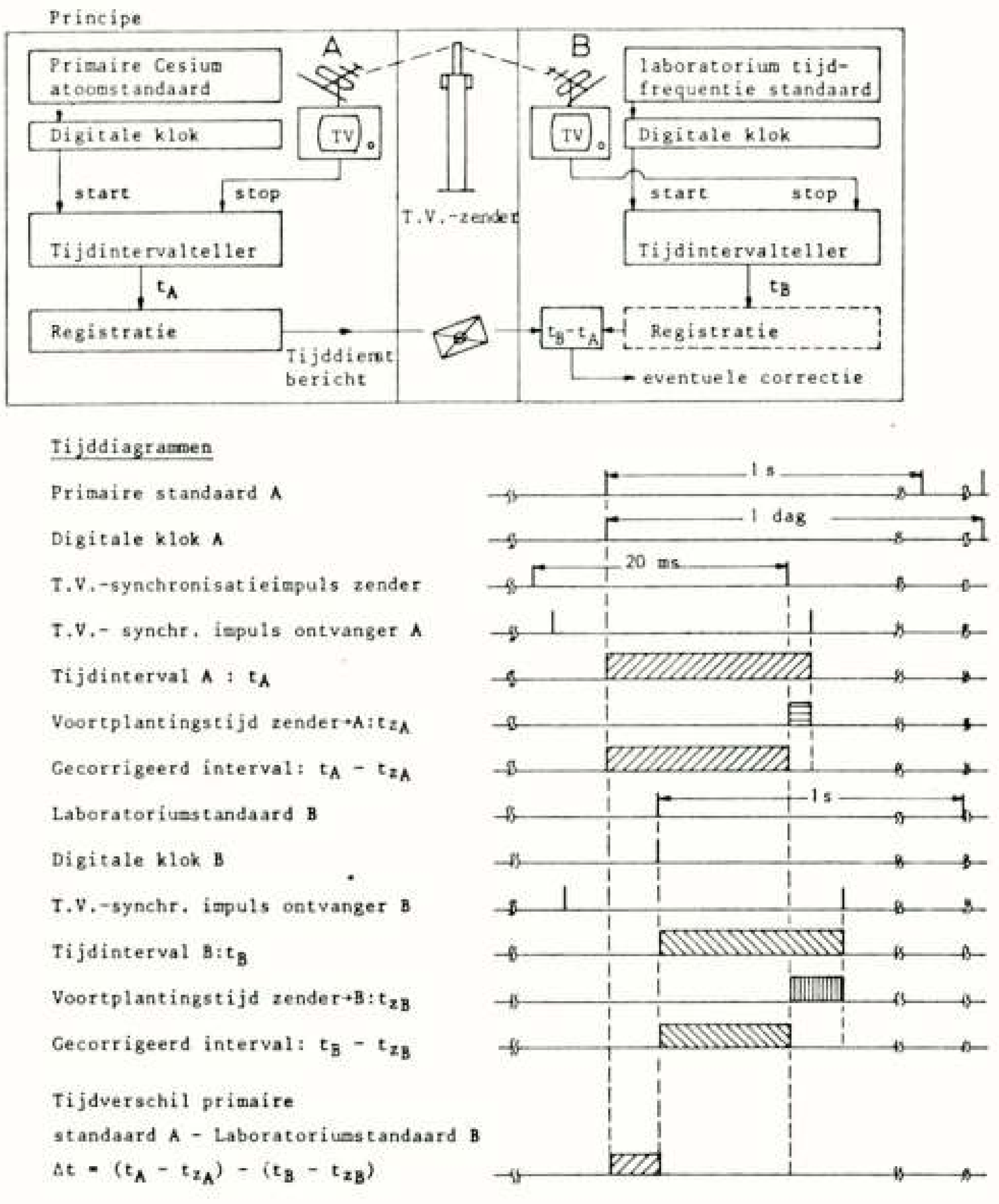


Fig. 13 Principe van kalibratie met televisie-signalen

tijdverschil wordt de frequentieafwijking bepaald. Bij een resolutie of onzekerheid van 10 ns kan dan 1 dag later de frequentie op delen 10^{-13} worden bepaald! De VSL TV-meetwaarden worden middels een abonnement op het VSL Time Service Bulletin wekelijks toegezonden. Soms wordt op verzoek tussentijds per telefoon deze informatie doorgegeven. De kalibratie van de looptijd tussen zender en ontvanger en in de ontvanger zelf kan met behulp van reizende klokken worden gedaan. Het VSL heeft een print ontwikkeld voor het nauwkeurig detecteren van het voor de TV-methode gebruikte synchronisatiesignaal.

3.4.6 Global Positioning System

Het wereldomvattend plaatsbepalingssysteem GPS (Global Positioning System), ook wel NAVSTAR genoemd, maakt gebruik van satellieten die in cirkelvormige banen onder een hoek van 55° met de evenaar in 12 h om de aarde cirkelen. Deze satellieten hebben cesium- en rubidiumklokken aan boord en zenden voortdurend informatie over hun tijd, baan, ionosfeer e.d. uit. Een daartoe uitgeruste ontvanger kan dan de afstand tot de satelliet bepalen en het tijdsverschil van de ontvangerklok met de satellietklok. Om de positie van de ontvanger te bepalen moet dit herhaald worden met nog 3 andere GPS satellieten. De speciale GPS navigatie-ontvangers kunnen dit automatisch en snel uitvoeren.
Voor tijd- en frequentiekalibratie is 1 satelliet al voldoende als men de positie van de ontvangstantenne kent. Speciale GPS-tijdontvangers kunnen automatisch meerdere keren per dag de klok van het GPS-ontvangstation vergelijken met de GPS-tijd via de beschikbare satellieten. De onzekerheid is ongeveer 100 ns, maar als twee GPS-stations gelijktijdig metingen aan dezelfde satelliet doen (common-view methode, vergelijkbaar met de passieve TV-methode) dan wordt de onzekerheid van deze onderlinge vergelijking ongeveer 10 ns. Door het Bureau International des Poids et Mesures (BIPM) wordt regelmatig een lijst van tijdstippen en satellieten voor optimale common-view tijdvergelijking uitgegeven. De door het VSL gemeten data wordt wekelijks via het internationale General Electric Mark 3 time-sharing netwerk gepubliceerd.
Het GPS-lanceerprogramma heeft vertraging opgelopen door de problemen met de Space Shuttle. Naar verwachting zal GPS niet voor 1993 volledig operationeel worden voor navigatie. Maar het gebruik van GPS voor tijd- en frequentieoverdracht is nu al tien jaar mogelijk en neemt steeds meer toe. Deze trend zal nog verder gaan als de ontvangers door verdergaande integratie kleiner en goedkoper worden. De nauwkeurigheid is echter door het inwerking treden van Selective Availability maatregelen met opzet teruggebracht tot ongeveer 200 ns. Voor een tijdnauwkeurigheid beter dan 200 ns is de GPS common-view methode met het VSL noodzakelijk.

3.4.7 Two-way satellietmethode met PRN

Via geostationaire satellieten zoals ECS en Intelsat zal begonnen worden met een actieve methode. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een draaggolf die door een binaire Pseudo Random Noise (PRN)-code in fase wordt gemoduleerd, vergelijkbaar met de GPS-signalen. Hierbij wordt de draaggolf energie over een bandbreedte van ≈4 MHz gespreid. De energiedichtheid per eenheid van bandbreedte is dan van de ordegrootte van de thermische ruis. Bij de demodulatie wordt deze energie door correlatietechnieken weer geconcentreerd tot een signaal/ruis verhouding van >20 dB. Het is dan mogelijk met 1 W zendvermogen in een 3 m schotelantenne tijd over te dragen binnen West-Europa of tussen Europa en de Amerikaanse Oostkust met een onzekerheid van 1 ns of beter! Een groot voordeel van de lage vermogensdichtheid is dat zonder bezwaar van een satellietkanaal gebruik gemaakt kan worden in de ruimte vlak naast de frequentie waar een FM-gemoduleerd TV-programma wordt uitgezonden. Er wordt geen data overgedragen, alleen de secondepuls-timing. Het VSL heeft intussen de hiervoor benodigde apparatuur geïnstalleerd en zal in de nabije toekomst hierbij samenwerken met Oostenrijk, Duitsland, Engeland, Canada en de Verenigde Staten. Deze methode is een welkome verbetering op het GPS dat nu in nauwkeurigheid is teruggelopen gelopen door de Selective Availability maatregelen.

4 Herleidbaarheid en kalibratie

Om de nauwkeurigheid vanaf de gebruiker tot de nationale en de internationale standaarden blijvend te waarborgen is een duidelijke permanente infrastructuur nodig waarlangs de herleidbaarheid van de metingen loopt.

4.1 Internationaal

De basis voor tijd en frequentie metingen is het internationale stelsel van eenheden SI. De definities van de SI-eenheden wordt vastgesteld door de Conference General de Poids et Mesures CGPM, op advies van Consultative Committees, voor tijd is dat de Comite Consultatif pour la Definition de la Seconde (CCDS). Deze organen komen eens per 4 jaar samen. Tussentijdse zaken worden behandeld door het Comite International de Poids et Mesures (CIPM) dat als permanente instantie het Bureau International des Poids et Mesures (BIPM) te Sèvres (Parijs) onder zich heeft. De Tijd-sectie beheert de SI-seconde en de Internationale Atoom Tijdschaal TAI (fig. 14). De individuele atoomklokken van de nationale laboratoria dragen alle bij tot de TAI via een gewichtsfactor die afhangt van de stabiliteit van de klok over de meest recente 12 maanden. Ook de atoomklokken van VSL dragen hierin bij. Omdat de rotatie van de aarde en de daaraan gekoppelde wereldtijd niet steeds met de veel stabielere TAI overeenkomt, is een tijdschaal gecreëerd die de TAI als basis heeft maar

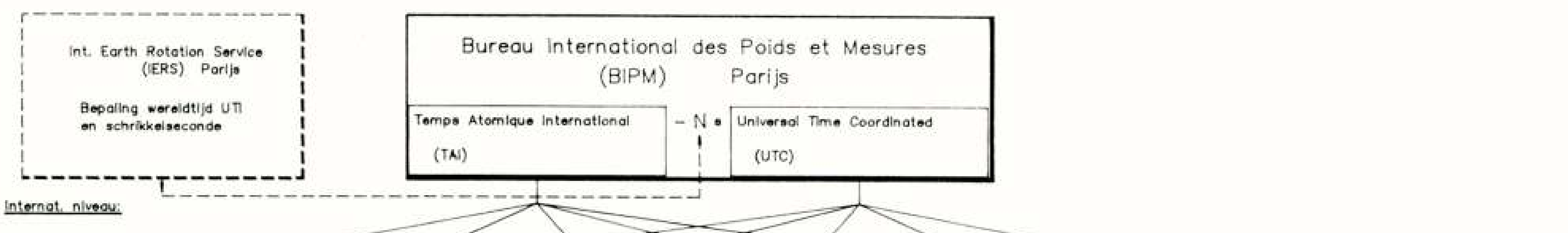


Fig. 14 Nationale en internationale coordinatie van tijd

daarvan een geheel aantal seconden van verschilt zodanig dat de wereldtijd binnen 0,7 s wordt benaderd. Deze tijdschaal wordt de Gecoördineerde Wereld Tijd UTC genoemd. De International Earth Rotation Service (IERS) in Parijs heeft tot taak aan te geven wanneer er een schrikkelseconde in de UTC tussengevoegd of weggelaten moet worden.
De UTC is sinds 1972 de basis van de nationale wettelijke tijdschalen. De UTC is in de plaats gekomen van de GMT.

Het BIPM berekent maandelijks de afwijking van de nationale tijdschalen, waaronder de UTC(VSL).

4.2 Nationaal

Het VSL is als enige in Nederland wettelijk aangewezen om de tijd te realiseren op basis van cesiumatoomklokken. De nauwkeurigheid in de lengte van de gerealiseerde seconde is $\approx 10^{-13}$ en de tijdschaal is bekend tot op 10 - 30 ns. De herleidbaarheid naar het BIPM en de andere landen wordt gerealiseerd met de GPS common view methode.
Een 15-tal instellingen en laboratoria in ons land hebben toegang tot deze nauwkeurigheden via de gepubliceerde meetresultaten van de passieve TV-methode (onzekerheid 10 á 50 ns), de Loran-C ontvangst (200 ns), de DCF77 ontvangst (1 μs) of het radiotijdsein (1 ms) (fig. 14).
Voor frequentiekalibratie leveren bovenstaande tijd-onzekerheden na 1 dag respectievelijk op 1 á $5 \cdot 10^{-13}$, $2 \cdot 10^{-11}$, $1 \cdot 10^{-11}$, $1 \cdot 10^{-8}$.
Diverse Nederlandse kalibratie-laboratoria hebben een erkenning van de Nederlandse Kalibratie Organisatie (NKO) om frequentie en/of tijd herleidbaar te meten.

Verder kunnen frequentiebronnen of tijdmeetapparatuur in Delft door het VSL worden gekalibreerd (fig. 15).

meetgrootheid, meetgebied, instrument	frequentie	beste nauwkeurigheidsgrenzen	opmerkingen
Frequentie meten			
10 mHz tot 100 MHz		$1 \cdot 10^{-10}$ f/τ	τ = 10 ms tot 1 s τ = middelingstijd in seconden
100 MHz tot 26,5 GHz		1 Hz	U_{eff} > 30 mV in 50 Ω
100 kHz, 1 MHz, 2,5 MHz, 5 MHz en 10 MHz		$1 \cdot 10^{-11}$ $f/\sqrt{\tau}$	τ = 100 ms tot 10 ks
Frequentieverschil meten (t.o.v. externe referentie τ = 100 ms tot 10 ks)			
1 MHz tot 100 MHz		$2 \cdot 10^{-13}$ f/τ	
Frequentie genereren			
10 mHz tot 1 GHz		$1 \cdot 10^{-11}$ $f/\sqrt{\tau}$	τ = 100 ms tot 10 ks
1 GHz tot 18 GHz		$1 \cdot 10^{-10}$ f	U_{eff} = 0,1 µV tot 2 V in 50 Ω
Tijdinterval			
1 ns tot 10 s		1 ns	2 U_m = 100 mV tot 10 V
10 ns tot 10 s		100 ps	Bij periodiek signaal (periodetijd)
Tijdschaalverschil t.o.v. UTC			
1 ns tot 10 s		10 ns	2 U_m > 2 V (meetsignaal) in 50 Ω

Fig. 15 Kalibratiemogelijkheden Frequentie & Tijd

Er is momenteel een proef gestart om computerklokken zoals in personal computers via modemverbindingen regelmatig automatisch gelijk te zetten met de officiële Nederlandse tijd.

5 Conclusie

De conclusie die uit het bovenstaande mag worden getrokken, is dat het in Nederland mogelijk is om met diverse methoden tot op het hoogste niveau officiële frequentie en tijd te meten. Wij zijn en blijven bij de tijd!

6 Literatuur

[1] G. de Jong, "Hyperfijne Tijdmeting", Natuur & Techniek, 56e jaargang, dec. 1988, blz 994-1005

[2] G. de Jong, "Measuring the propagation time of coaxial cables used with GPS receivers", Proceedings 17th Annual PTTI Applications and Planning Meeting, Dec. 3-5, 1986, Washington DC, USA.

[3] G. de Jong, "Results of several years of comparison of European Time scales by means of a receive only satellite method", Conference on Precision Electromagnetic Measurements, June 1984, Delft, the Netherlands.

[4] W. Klepczynski et al.,"Preliminary comparison between GPS & two-way satellite time transfer", Proceedings 42nd Annual Symposium on Frequency Control, 1-3 June 1988, Baltimore, USA, IEEE Cat. no. 88CH2588-2, pp. 472-477.

[5] D. Kirchner et al., "A two-way time transfer experiment via ECS-1 using the MITREX modem", IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol. 37, no. 3, Sept. 1988.

[6] G. de Jong, "Accurate delay calibration for two-way time transfer earth stations", Proceedings 21th Annual PTTI Applications and Planning Meeting, Nov. 28-30, 1989, Redondo Beach CA, USA, pp. 107-115.

[7] J. Vanier and C. Audoin, "The Quantum Physics of Atomic Frequency Standards", Vol. 1&2, Adam Hilger, Bristol and Philadelphia, 1989.

Voordracht gehouden tijdens de 378e werkvergadering.

MACROSCOPISCHE QUANTUM EFFECTEN
EN HUN TOEPASSING BIJ DE REALISATIE VAN STANDAARDEN

Charles M.E.E Peters
Nederlands Meetinstituut, Schoemakerstraat 97, Delft

INLEIDING

Op 1 januari j.l. zijn er in internationaal drie nieuwe representaties van grootheden van kracht geworden:
- een nieuwe representatie van de temperatuurschaal,
- een nieuwe representatie van de eenheid volt,
- een nieuwe representatie van de eenheid ohm.

Deze lezing zal inhoudelijk slechts op de laatste twee representaties ingaan, daar deze representaties gerealiseerd worden met zogenaamde macroscopische kwantum effecten.

We zullen in het algemeen ingaan op meten, de rol van eenheden stelsels, de rol van macroscopische quantum effecten bij de realisatie van standaarden en de rol van natuurconstanten hierbij.
Als expliciet voorbeeld zullen we technisch ingaan op het Quantum Hall effect als de realisatie van de nieuwe standaard voor weerstand.
In het voorgaande is zeer de nadruk gelegd op de terminologie "Realisatie van representatie van grootheden", oftewel standaarden. De betekenis van deze formulering zal eerst toegelicht moeten worden, daartoe zal eerst naar het begrip "Absoluut meten" gekeken moeten worden.

ABSOLUUT METEN BESTAAT NIET.

Dit is een, waarschijnlijk voor velen, controversiele stelling. Echter zoals bij elke stelling, hoe gewaagd zij ook mag klinken, is haar waarheidsgehalte afhankelijk van de context waarin zij wordt gebruikt.
In de context herleidbaarheid, het produkt van het NMi, zal getracht worden aan te tonen dat zij waar is.
In een produktie omgeving in de industrie zou haar geldigheid daarentegen een een kwalijke zaak zijn, immers, zoiets eenvoudigs als een M3 moertje dient gewoon te passen op een M3 boutje.
De stelling is context afhankelijk en heeft geen of-of waarheidsgehalte. Meer specifiek is het zelfs zo dat het meer is dan een "zowel waar, alsook onwaar", maar meer een "de waarheid in de ene context impliceert onwaarheid in de andere context" predicaat. De waarheid van de stelling binnen de context herleidbaarheid, impliceert de mogelijkheid van absoluut meten in maatschappelijke, industriele en economische processen. D.w.z. haar ongeldigheid in de dagelijkse praktijk. Om deze schijnbare strijdigheid op te lossen, en er zeker van te zijn dat we hetzelfde bedoelen met een eenvoudig begrip als "meten" in de context herleidbaarheid zal eerst het concept herleidbaarheid nader moeten worden toegelicht.

METEN, KALIBREREN, STANDAARDEN EN HERLEIDBAARHEID

Laten we eens nader naar het begrip meten kijken. Meten is altijd relatief; U bepaalt de waarde van een grootheid relatief t.o.v. een andere grootheid, die U eenheid noemt en waarover U eenafspraak hebt gemaakt met anderen.

{grootheid} = [waarde].{eenheid}

Bij U intern wordt de eenheid gerepresenteerd door een standaard, welke een referentie grootheid is voor Uw afgesproken eenheid. Soms is deze standaard ingebouwd in een apparaat dat direct een getal in een bepaalde eenheid aflevert, dat noemen we dan een instrument. In andere gevallen is het een samenstelling van instrumenten welke U direct met een standaard vergelijkt, dat noemen we voor het gemak een opstelling.
De doelstelling van het meten is het bepalen van een numerieke waarde in termen van de eenheid met een bepaalde betrouwbaarheid. Deze betrouwbaarheid wordt uitgedrukt in een numerieke waarde, de onzekerheid genaamd.
Hiertoe zijn twee stappen noodzakelijk:

1. U voert een meting uit welke de grootheid met de standaard vergelijkt, deze geeft U een getal, de gemeten waarde, die de verhouding tussen de grootheid en standaard uitdrukt. En een onzekerheid welke de betrouwbaarheid van de meting uitdrukt.
2. Vervolgens wordt de standaard vergeleken met de referentie grootheid, de eenheid. Dit proces noemen we kalibratie. Deze geeft de numerieke verhouding tussen de afgesproken eenheid en de standaard, met een onzekerheid.

Afhankelijk van de onzekerheden corrigeert U de gemeten waarde met het resultaat van de kalibratie hetgeen U de numerieke verhouding [waarde] tussen {grootheid} en de grootheid {eenheid} oplevert, met de erbij behorende onzekerheid!
Het resultaat van de meting is dus een waarde met een onzekerheid welke de relevantie van de meting uitdrukt.
Het spreekt voor zichzelf dat voor een goede kwaliteit van het meetresultaat de kalibratie met kleinere onzekerheid moet gebeuren dan het meten, immers, een dure meetopstelling die beperkt wordt door een slechte standaard is onnodig kostbaar en resulteert in een slechter product dan U voor ogen had.

Om het meetproces te vereenvoudigen wordt al gedurende enkele eeuwen gebruik gemaakt van afspraken, normen, betreffende de te gebruiken eenheden. De vergelijkbaarheid van resultaten wordt onderhouden door onderlinge kalibraties op verschillende niveaus, tussen de werkvloer en de meetkamer, tussen meetkamer en standaarden instituut en het standaardeninstituut vergelijkt t.o.v. de primaire standaarden. Het standaarden instituut zorgt dan voor internationale herleidbaarheid
Dit hele proces noemt men de herleidbaarheidsketen. Het product dat het NMi dan ook verkoopt is herleidbaarheid.
Wat is dat: herleidbaarheid ?
Herleidbaarheid is de gehele structuur, de ene standaard is herleidbaar naar elk der andere standaarden welke in dezelfde eenheid gerepresenteerd worden als hun verhouding bekend is met een bepaalde onzekerheid.
Indien we bedenken dat om deze onzekerheid zo klein mogelijk te houden tussen elk herleidbaarheids niveau circa een factor 10 betere onzekerheid noodzakelijk is, is het duidelijk dat het beheer van de primaire standaard zeer nauwkeurig meten inhoudt.
Een voorbeeld:

> U denkt een 1% weerstand in Italie veel goedkoper te kunnen kopen. Om te kunnen garanderen dat dit mogelijk is en U ook de gewenste waarde krijgt moet het NMi zeker stellen dat de nederlandse primaire standaard voor weerstand met een onzekerheid va 1 deel per 10 miljoen gelijk is aan de Italiaanse primaire standaard.

Sinds 1 januari gebeurt dit in termen van natuurconstanten, waarmee het onderwerp van deze lezing bereikt is.

NATUURCONSTANTEN ALS EENHEDEN

In tabel 1 zijn de natuurconstanten weergegeven welke de basisgrootheden zouden kunnen vormen voor een eenhedenstelsel gebaseerd op natuurconstanten.

waarde:	onzekerheid:
$c = 299\,792\,458 \quad m\,s^{-1}$	exact
$e = 1.602\,177\,33\ 10^{-19}\ C$	3.0 E-7
$h = 6.626\,075\,5\ 10^{-34}\ J\,s$	6.0 E-7
$G = 6.672\,59\ 10^{-11}\ m^3\,kg^{-1}\,s^{-2}$	1.3 E-4

Tabel 1 De basisgrootheden welke een basis zouden kunnen vormen voor een eenhedenstelsel gebaseerd op natuurconstanten.

Hierin is c de lichtsnelheid in vacuum, e de electronlading, h de constante van Planck en G de universele gravitatieconstante. De waarden zijn gegeven in SI-eenheden en de opgegeven onzekerheden drukken uit hoe nauwkeurig de constanten in het SI, en dus ook t.o.v. elkaar bekend zijn. Een bijzondere rol speelt de zogenaamde fijnstructuurconstante α:

$$\alpha = \frac{\mu . c\, e^2}{2\ h}$$

welke een zuiver getal is, d.w.z. deze constante heeft de fysische dimensie één.
Daar de permeabiliteit μ en lichtsnelheid c grootheden zijn die exact gedefinieerd zijn, is de fijnstructuur constante een alternatief voor e, h of c . Om gelijke reden is ook de fractie e kwadraat per h, welke de dimensie van weerstand heeft, equivalent met de fijnstructuurconstante. We komen in het onderstaande nog op deze natuurconstante terug.
De natuurconstanten zijn zogenaamde natuurinvarianten, d.w.z. zij zijn invariant in ruimte en tijd. Ofwel, als standaard zijn zij vrijwel ideaal. Immers, als we ze als referentie waarde kunnen gebruiken, mogen we ervan uitgaan dat ze overal op aarde gelijk zijn. We hoeven ze niet te transporteren, ze zijn immers alomtegenwoordig.
Bovendien slijten deze standaarden niet, verloopt hun waarde niet (drift) en kunnen ze niet stuk vallen.
Echter, dan moeten ze wel een consistent stelsel vormen, alle gangbare grootheden moeten er in uit te drukken zijn. In tabel 2 wordt aangetoond dat de natuurconstanten een volledig en consistent stelsel van eenheden definiëren. De zogenaamde Planck eenheden Planck massa, Planck lengte en Planck tijd zijn weergegeven.

$$Pm = (hc/2pG)1/2 = 2.176\,71\ 10^{-8}.(1 \pm 6.4\ E\text{-}5)\ kg$$

$$Pl = (hG/2pc3)1/2 = 1.616\,05\ 10^{-35}\,(1 \pm 6.4\ 10^{-5})\ m$$

$$Pt = Pl/c = 5.390\,56\ 10^{-44}\,(1 \pm 6.4\ 10^{-5})\ s$$

Tabel 2. De Planck eenheden.

Daar het SI een consistent en volledig stelsel is , impliceert deze tabel de consistentie en volledigheid van het stelsel der natuurconstanten, immers electrische stroom wordt gerepresenteert door lading/tijd.
We moeten echter constateren dat er een probleem is. De SI-eenheden zijn met een veel grotere nauwkeurigheid te realiseren, te weten met een relatieve onzekerheid in de orde van 10^{-8}, we zien echter in tabel 2 dat de onzekerheid der Planck eenheden slechts in de orde grootte van 10^{-5} is.
Men zou kunnen stellen dat dit alleen komt doordat relatief t.o.v. het SI gemeten is, echter dat is een drogreden. Als de eenheden niet nauwkeurig in het SI te meten zijn, zijn de SI eenheden ook niet nauwkeurig in termen van natuurconstanten te meten. Oftewel, onze dagelijks gebruikte eenheden boeten in nauwkeurigheid in als zij worden gerepresenteerd in natuurconstanten.
Dit zou betekenen dat wij een groot gedeelte van onze technische verworvenheden zouden moeten opgeven. Bijv. de voorheen genoemde Italiaanse weerstanden.
Er is echter nog een ander, meer praktisch probleem. Stel U gaat naar de winkel en doet volgende bestelling: "Mag ik van U 5 maal 10 tot de 7e Planckmassa aardappels, maar

niet van die dikke, als ze een diameter kleiner dan 3 maal 10 tot de 35 Plancklengte hebben is het goed."
M.a.w. de Planckeenheden zijn onhandig in het dagelijks gebruik door hun enorm afwijkende schaal.

MACROSCOPISCHE QUANTUM EFFECTEN

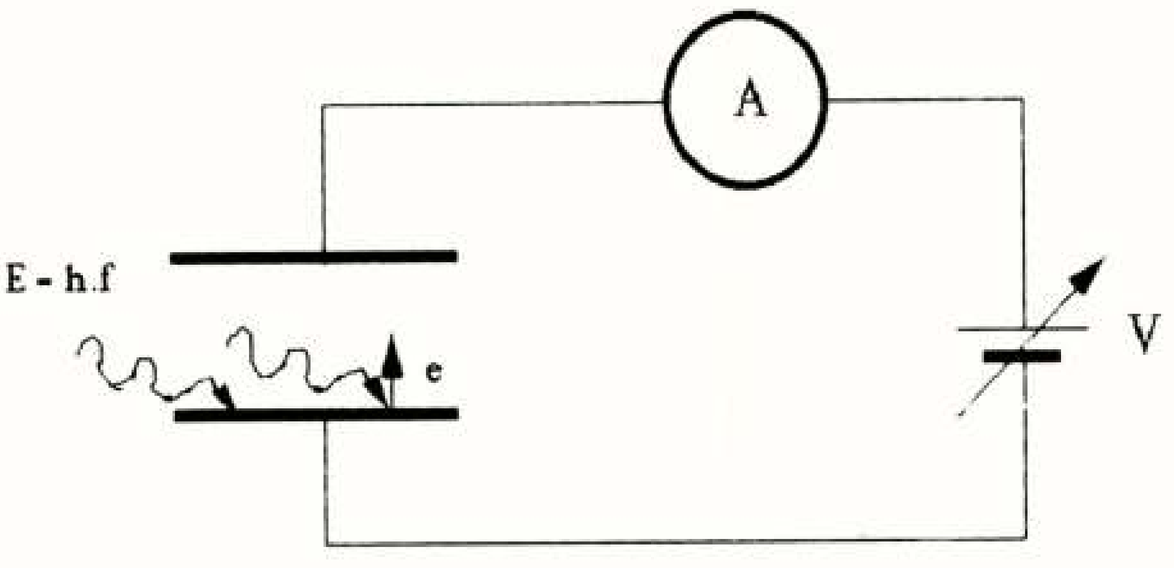
We hebben geconstateerd dat de natuurconstanten vrijwel ideale eenheden zijn, daar zij absoluut zijn in tijd en ruimte invariantie. Anderzijds bleken zij te onpraktisch en onnauwkeurig voor dagelijks gebruik. We draaien onze vraagstelling om en vragen ons af
"Hoe kunnen we de ideale eigenschappen van de natuurconstanten, tijd-ruimte invariantie, combineren met het praktische en nauwkeurige SI ?"
Dat kan niet altijd, echter in bijzondere gevallen komt de natuur ons te hulp. Wil een quantum fenomeen dat zich op atomaire schaal afspeelt bruikbaar zijn voor metrologische toepassingen, dan moet het zich op macroscopische schaal manifesteren. We spreken in deze gevallen dan ook van macroscopische quantum effecten.
Een andere voorwaarde is dat het fenomeen eenvoudig te meten is en direct gekoppeld, d.w.z. aan een der natuurconstanten. Dit immers, impliceert tijd-ruimte invariantie.
We onderscheiden de volgende metrologische toepassingen van makroscopische quantum effecten:

1 M.b.v makroscopische quantum effecten een representatie van een SI- eenheid realiseren.
2 M.b.v makroscopische quantum effecten zeer gevoelige meetmethoden ontwikkelen.

Nu lijken deze quantum effecten moeilijk en ondoorzichtig, echter in de praktijk blijken het zeer eenvoudige effecten te zijn, waarvan er een zelfs al op de middelbare school wordt behandeld, het foto-electrisch effect.
Het tweede is zogenaamde fluxquantisatie, welk hier slechts zijdelings aan de orde zal komen. Het derde en vierde effect, het Josephson en quantum Hall effect, komen uitgebreider aan de orde.

HET FOTO-ELECTRISCH EFFECT

Om enig inzicht in deze effecten te verkrijgen is het handig uit te gaan van het foto-electrisch effect. Het foto electrisch effect was het eerste waargenomen macroscopische quantum effect en het eerste bewijs voor het bestaan van de constante van Planck. Voor zijn verklaring van dit effect ontving Albert Einstein een Nobelprijs. De verklaring is relatief eenvoudig.
Volgens de hypothese van Max Planck, welke noodzakelijk was voor de verklaring van het spectrum van een zwarte straler, is licht niet alleen een golfverschijnsel, maar is het ook korrelig en bestaat het uit deeltjes welke fotonen genoemd worden. Elk van deze fotonen heeft een energie h.f, waarin h de constante van Planck is en f de frequentie van het licht. Dit dubbelzinnige, enerzijds golf anderzijds deeltje, karakter duidt men in de natuurkunde aan met dualiteit en vormt de basis van de quantum mechanica. Laat ons dit effect nader beschouwen.



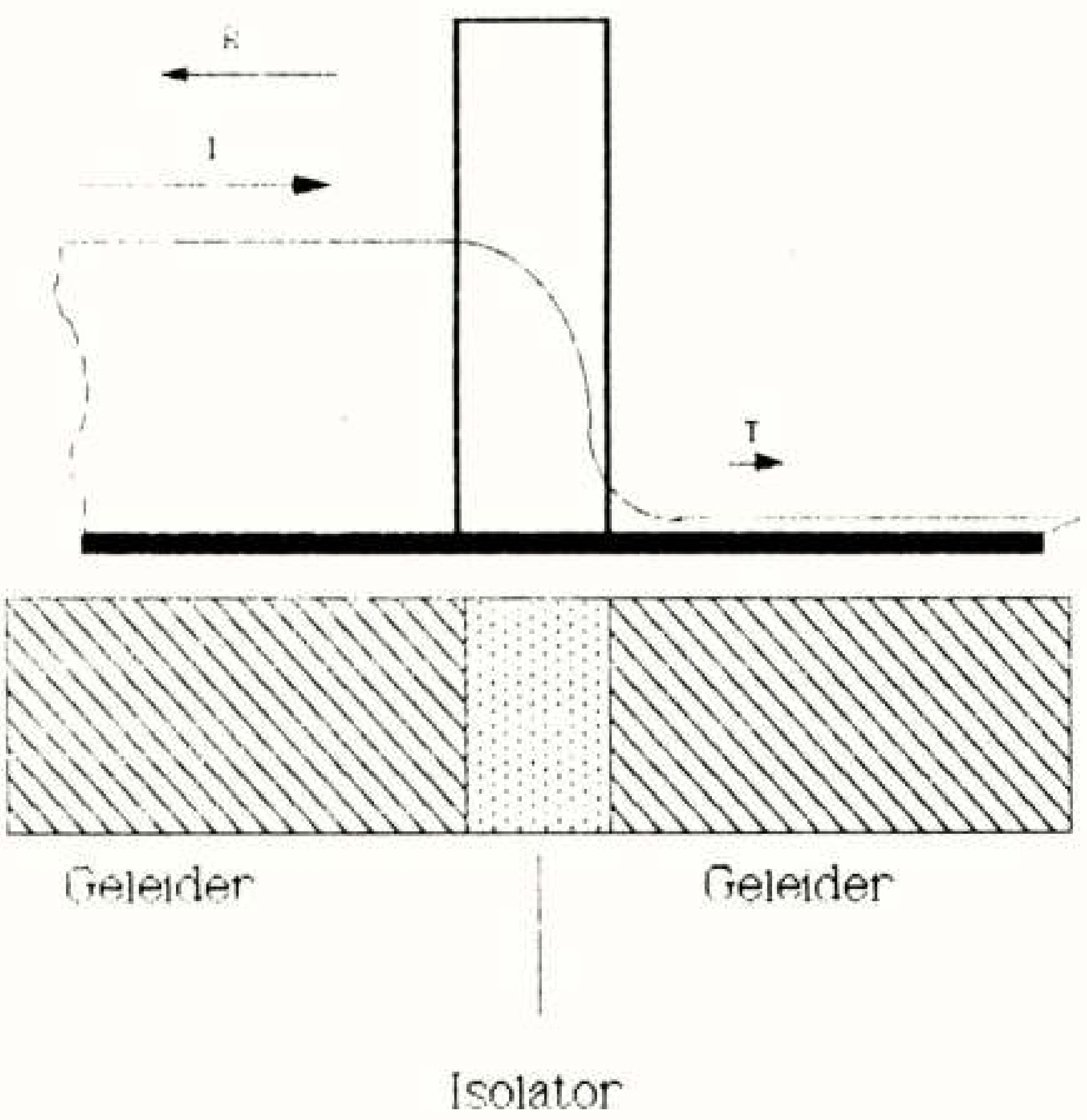
Figuur 1 Schematische voorstelling van het foto-electrisch effect.

Stel we hebben een metalen plaat waarop we licht stralen (Fig. 1). Als het foton een energie E=h.f heeft groter dan de bindingsenergie B der electronen in het materiaal, dan kan zo'n foton een electron uit het metaal botsen. De kinetische Energie van het electron bij het verlaten van het metaal bedraagt dan h.f-B. Met deze kinetische energie kunnen de electronen arbeid verrichten tegen een electrisch veld in. we zetten dus een andere plaat tegenover de plaat waar het licht op schijnt en meten de stroom, d.w.z. het aantal electronen dat de andere plaat bereikt als functie van de spanning, oftewel de te verrichten arbeid e.V . Als de tegenspanning kleiner is dan de kinetische energie kan geen electron de andere zijde bereiken, daar het electron dan niet voldoende energie heeft, er is dus geen stroom. De spanning waar dit net wel kan noemen we V_0. Als de spanning net iets groter is dan V_0, dan zullen nog niet alle electronen de andere plaat kunnen bereiken. daar de electronen in allerlei willekeurige richtingen uit de belichte plaat schieten. Wordt de spanning echter steeds groter, dan wordt ook het aantal electronen dat de plaat bereikt steeds groter tot uiteindelijk alle electronen de plaat bereiken. De bindings energie der electronen kan nu bepaald worden uit de frequentie f van het licht en V_0.

HET JOSEPHSON EFFECT

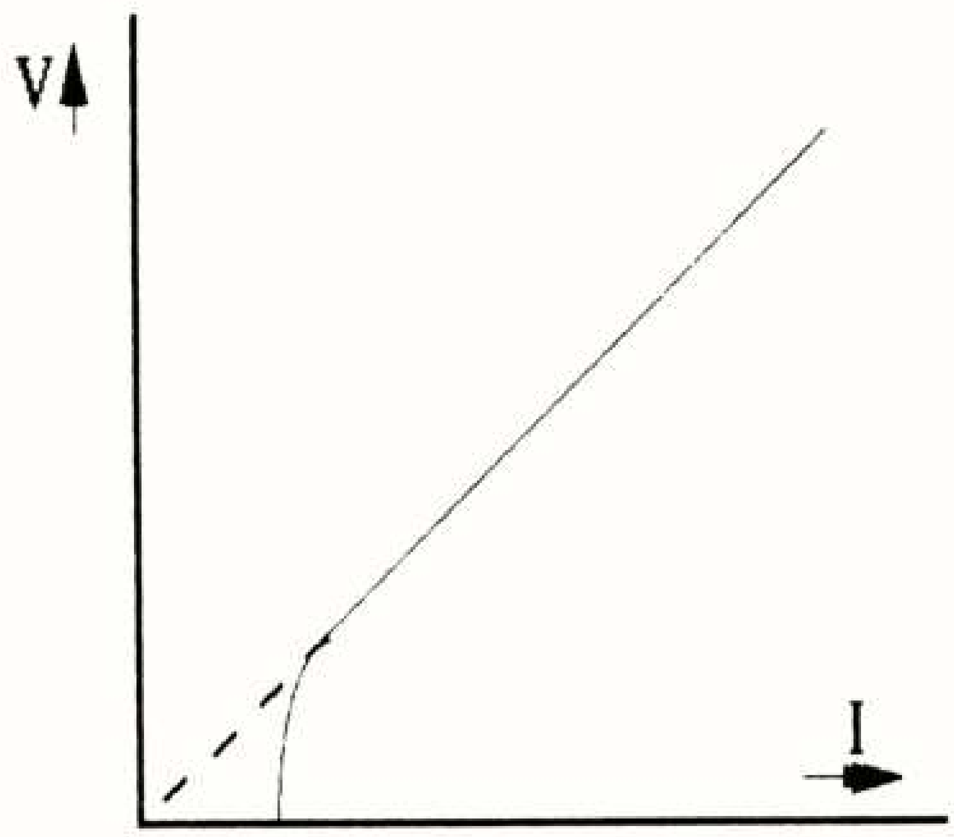
We komen nu terug op de zogenaamde golf-deeltje dualiteit. Deze geldt niet alleen voor licht, maar ook voor electronen. Net zoals het deeltjeskarakter van licht leidt dit golfkarakter van electronen tot macroscopische effecten. Laten we eens bekijken wat gebeurt als je een geleider scheidt met een dun laagje ideaal- isolerend materiaal (Fig 2).
Als we het klassieke deeltjes model bekijken en electronen in het materiaal schieten blijven deze electronen aan een zijde van de isolator en reageerdit zwakke contact, vaak junctie genoemd, als een capaciteit. Er vloeit geen stroom, maar er bouwt een spanning op in de tijd. Nu beschouwen we het deeltje als golf. In dit geval correspondeert het inschieten van het deeltje met een invallende golf en het

terug gebotste deeltje met een teruggekaatste golf. Net als met licht moet voor de golven aan bepaalde randvoorwaarden worden voldaan op het scheidingsvlak. Er treedt breking op. Als het isolerende filmpje nu dun genoeg is, dan kan een klein gedeelte van de golf zich aan de andere zijde van de spiegel voortplanten. Er treedt transmissie op. D.w.z. er gaat stroom door de junctie en aangezien de transmissie recht evenredig is met het aantal invallende electronen, verwachten we dat de stroom rechtevenredig is met de aangelegde spanning over de junctie. Er is echter nog een verschijnsel dat interessant is bij golfkarakter, interferentie oftewel coherentie. Als de electronen voldoende geordend zijn in het materiaal, bijvoorbeeld doordat de temperatuur heel laag is, kunnen de golven voor de verschillende electronen interferen, we krijgen dan een toestand waarbij twee electronen samen als één deeltje gaan reageren, we noemen dat een coherent electronpaar.



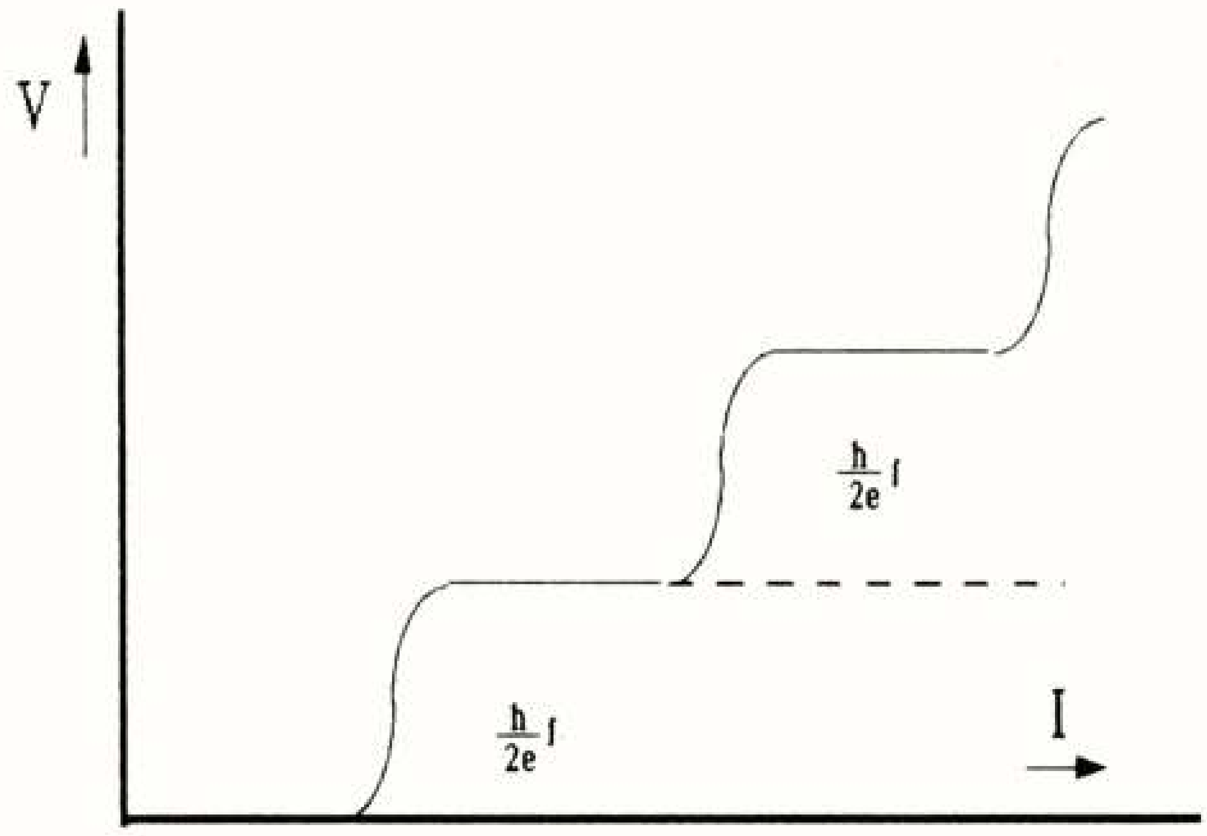
Figuur 2 Een tunnelbariere schematisch weergegeven.

Daar electronen niet onderscheidbaar zijn betekent dit dat de twee electronen door de isolator heen kunnen interfereren, dus zal er een stroom door de junctie kunnen lopen, zonder dat er een spanningsval over de junctie plaats vindt. Figuur 3. Dit noemen we het DC-, oftewel gelijkstroom, Josephson effect. In het plaatje zien we dat er voor een supergeleider een stukje van de I-V karakteristiek weerstandsloos is terwijl de stroom toch door een isolator gaat. Bij een bepaalde stroomsterkte, de kritische stroom genaamd, breekt de coherentie over het materiaal af omdat de supergeleidende toestand dan gebroken wordt.
De bijbehorende stroom noemt men de kritische stroom. De gestippelde lijn geeft het tunnelgedrag voor een niet supergeleidend materiaal.
Laten we nu naar een soort combinatie van de beide



Figuur 3 De I-V karakteristiek van een Josephson junctie.

voorgaande effecten kijken. Een supergeleidende Josephson junctie waar H.F. straling invalt.
Als we hier het deeltjeskarakter van het licht combineren met het golfkarakter van de deeltjes, welke spanningen over de junctie zijn dan mogelijk ?
Als een coherent electronpaar over de junctie wil, terwijl er een spanning V over staat, dan is de energie noodzakelijk voor deze sprong 2.e.V . De enige bron waar deze energie vandaan kan komen is de H.F. straling met energie h.f, h de constante van Planck en f de frequentie van de straling. Immers, er treedt geen spanningsval op als de straling niet aanwezig is. De junctie heeft geen weerstand uit zichzelf.
Dus 2e.V = N.h.f, N een geheel getal, hetgeen correspondeert met het absorberen van N fotonen in de sprong van het electronpaar.
Dat betekent echter dat als een stroom door de junctie loopt, de spanningen over de junctie gequantiseerd moet zijn (zie figuur 4). Deze quantisatie uit zich in stapjes in de I-V karakteristiek welke waarden hebben gelijk aan N.h.f/2e.

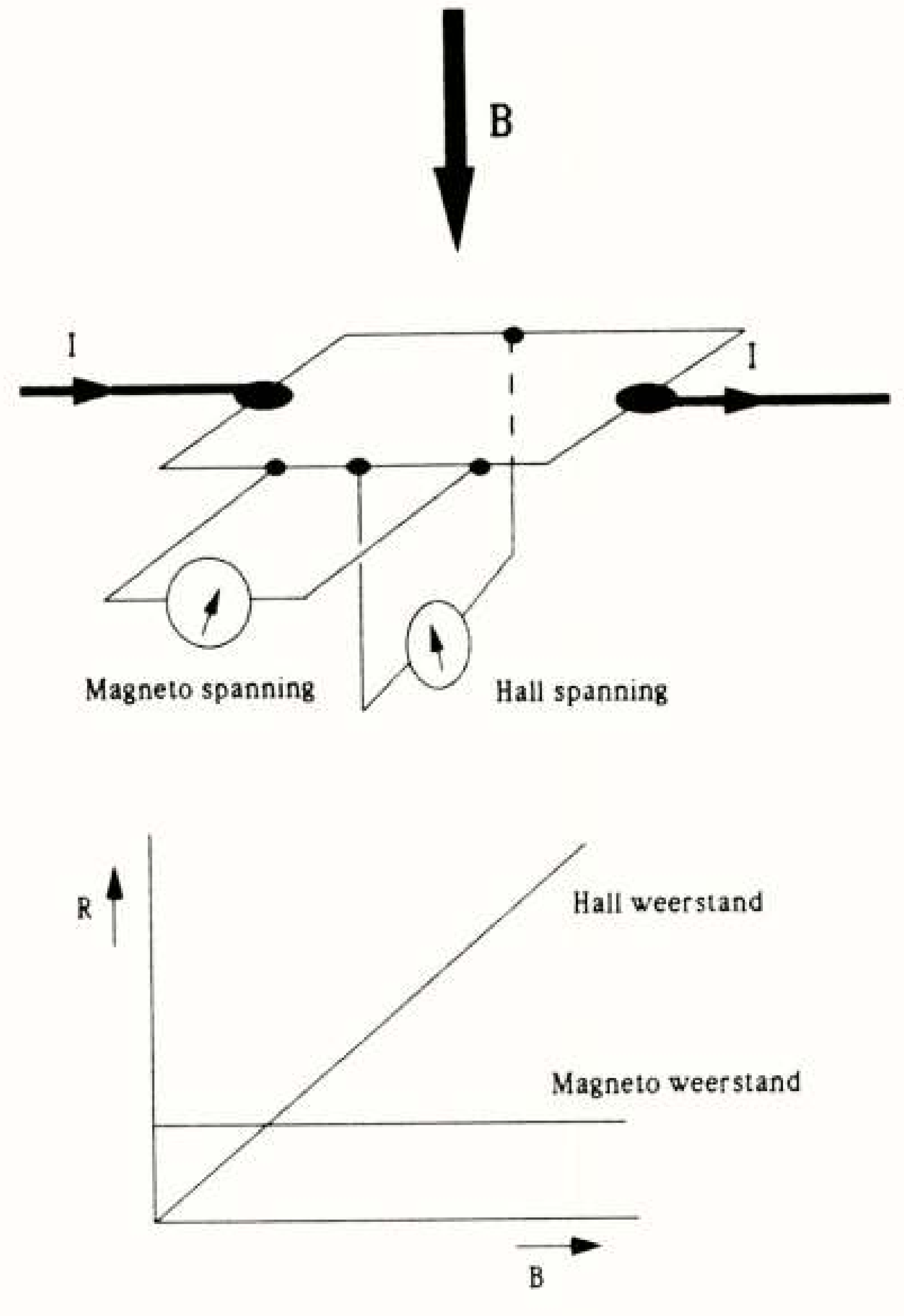


Figuur 4 De I-V karakteristiek voor het AC-Josephson effect.

Dit verschijnsel levert een zeer stabiele en reproduceerbare spanningsstandaard daar frequenties met zeer hoge nauwkeurigheid kunnen worden gerealiseerd.
Het AC Josephson effect levert een zeer nauwkeurige frequentie-spanning conversie.
Daar de eerder vermelde kritische stroom echter nog steeds een rol speelt en het effect afhangt van het supergeleidende karakter kan er echter slechts met zeer kleine stromen gewerkt worden. De consequentie is dat er per junctie slechts enkele milivolts kunnen worden opgewekt. Sinds kort is het mogelijk om m.b.v. chip-technologie, arrays van juncties in serieschakeling te produceren. Met deze serieschakeling van juncties is het mogelijk direct 1 V te realiseren en in de nabije toekomst worden zelfs 10 V juncties verwacht.
Momenteel wordt dan ook in het NMi een dergelijke Josephson array opstelling produktierijp gemaakt om als nationale spanningsstandaard te kunnen worden gebruikt. De verwachte internationale en nationale reproduceerbaarheid van de volt wordt dan circa 3.10^{-8}, oftewel 30 deeltjes op een miljard. De realisatie van de SI eenheid volt is echter slechts 2.10^{-7}, daar de natuurconstante slechts met deze nauwkeurigheid bekend is. D.w.z. voor productie toepassingen, waar reproduceerbaarheid van belang is, is de nauwkeurigheid ca. 10 maal zo groot als voor wetenschappelijke toepassingen, waar de werkelijke waarde van belang is.

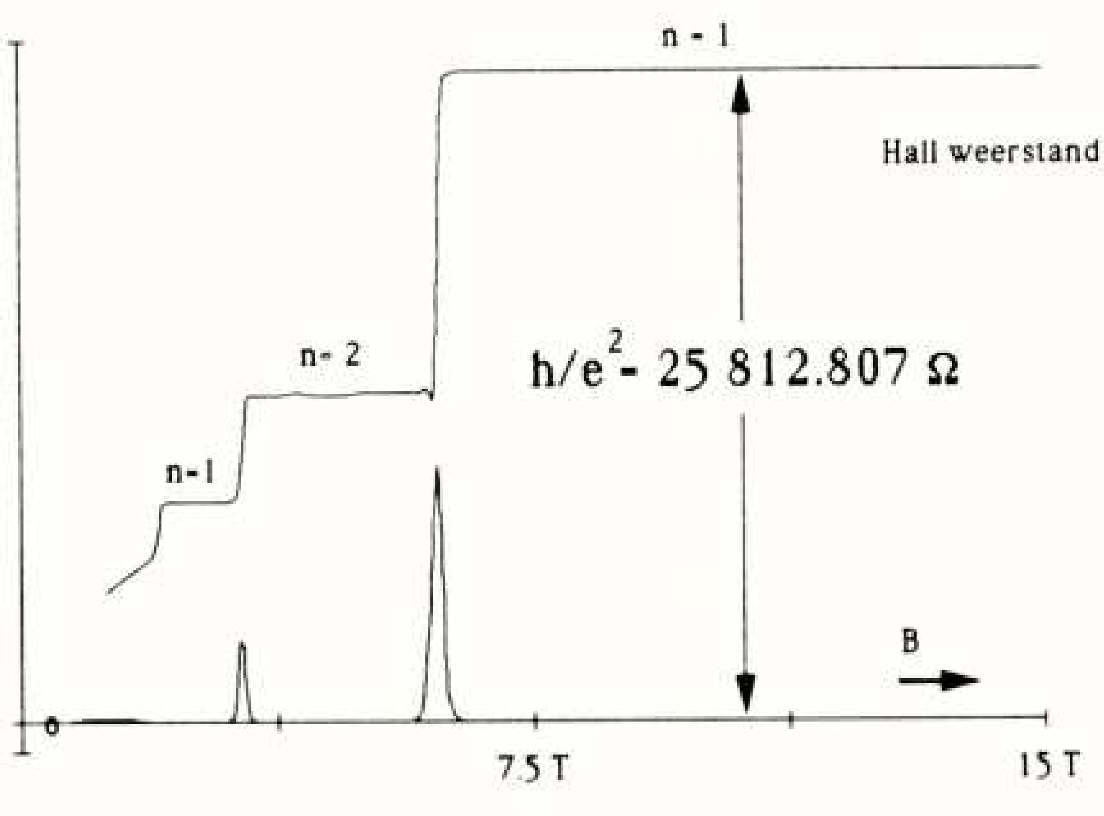
HET QUANTUM HALL EFFECT

We beschouwen nu een ander makroscopisch quantum effect, het Quantum Hall Effect (QHE) waarmee sinds 1 januari 1990 de representatie van de ohm wordt gerealiseerd.
Laten we eerst het Hall effect opfrissen. Het Hall effect treedt op in een stroomvoerend materiaal in een magnetisch veld (Fig. 5). Als in zo'n veld de spanning over het Hall plaatje loodrecht op de stroom en loodrecht op het magneetveld gemeten wordt, dan meten we een spanning die wordt veroorzaakt doordat het magneetveld de electronen in het plaatje loodrecht op de stroom en het magneetveld afbuigt als gevolg van de zogenaamde Lorentzkracht. Het klassiek verwachte gedrag van de magneto weerstand in de richting van het stroom en de verwachte Hall weerstand als functie van de magnetische veldsterkte is weergegeven in figuur 5.
Wat betreft de magnetoweerstand was geconstateerd dat er quantummechanische effecten in op konden treden.
In de Hall weerstand was echter geen quantum mechanische invloed te herkennen en op theoretische gronden was er geen enkele aanwijzing dat er iets zou veranderen. Men begreep het verschijnsel volledig.
Dit veranderde in 1980, toen Klaus von Klitzing het Hall effect ging meten aan zogenaamde tweedimensionale electron gassen (2DEG)onder de extreme voorwaarden: zeer lage temperatuur (1.4 K), zeer hoog magneetveld (ca 10 tesla) en kleine stromen (enkele µA).
Daarbij nam hij het gedrag in figuur 6 waar.



Figuur 5. Schematische voorstelling van een Hall meting. Beneden de meetopstelling is het verwachte gedrag weergegeven.

Merk op dat er plateaus optreden in de Hall weerstand. Wat nog opmerkelijker is, is dat de plateaus gehele breuken zijn van een natuurconstante. Deze plateaus zijn voor een goede twee dimensionale structuur vlak binnen elke meetnauwkeurigheid en waar een plateau echt vlak is gaat de magnetoweerstand naar nul binnen elke meetnauwkeurigheid.
Hier zal niet worden getracht te verklaren waarom dit effect optreedt, binnen de fysica zijn er vele verklaringen bedacht voor dit verschijnsel, en eenieder die een verklaring heeft is ervan overtuigt dat zijn verklaring de enig goede is. Jammer



Figuur 6. Het Hall effect. Er treden plateaus op in de Hall weerstand en op deze plaatsen wordt de magnetoweerstand nul.

genoeg zijn ze meestal niet consistent met elkaar, hetgeen eigenlijk aanduidt dat de fysica (dwz het collectief van alle fysici) het verschijnsel nog niet in de theorie kan inpassen.
Gezien de eigenschappen is dit een ideale standaard voor weerstand. Maar er zijn enkele problemen. Deze problemen zijn in hoofdzaak meettechnisch van aard, en worden veroorzaakt door de speciale omstandigheden.

- Het opwekken van hoge magneetvelden vereist supergeleidende magneten, met alle complicaties van dien.
- Het hoge magneetveld is bijna niet af te schermen en kan grote systematische afwijkingen veroorzaken in de gebruikte meetapparatuur.
- De lage temperaturen impliceren grote thermospanningen bij het vergelijken met standaard weerstanden op kamertemperatuur.
- De natuurconstante heeft geen mooie decimale waarde, d.w.z. herleiden naar 1 ohm levert complicaties op
- Er is weer een kleine kritische stroom, d.w.z. de te meten spanningen zijn klein, hetgeen een grote beperking is voor de meetnauwkeurigheid.

We zullen nu twee meetmethoden nader beschouwen.

DE POTENTIOMETRISCHE METHODE

In figuur 7 is de potentiometrische methode schematisch weergegeven. Deze methode, een zogenaamde nul detectie methode, is zeer geschikt om twee vrijwel identieke weerstanden met elkaar te vergelijken. Eerst wordt de spanninsbron zodanig geregeld dat spanning over de referentie weerstand, hier de quantum Hall spanning V_{Hall}, gecompenseerd wordt en de galvanometer nul aanwijst. Dan wordt omgepoold en de verschilspanning $\delta V = G_{Hall} - G_{Ref}$ tussen deze compensatie spanning en de spanning over de te meten weerstand bepaald. Daar de stroom door beide weerstanden gelijk is geldt dan

$$(R_S - R_{Hall}) = \frac{\delta V}{V_{Hall}} . R_{Hall}$$

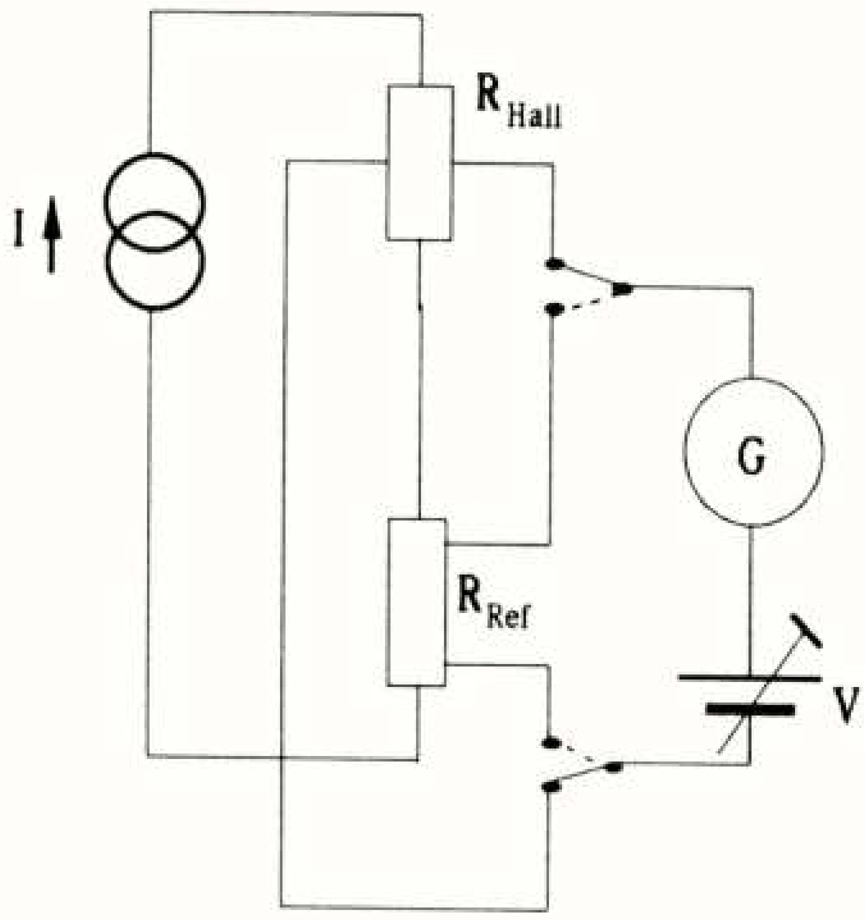
oftewel

$$R_S = (1 + \frac{\delta V}{V_{Hall}}) . R_{Hall}$$

Normaliter wordt op het n = 2 plateau gemeten, i.e. R_{Hall} = 12.9 kΩ, bij een typische stroom van 10 μA. Het scheidend vermogen van de gebruikte nanovoltmeter bedraagt ca. 3 nV. Indien de omstandigheden gunstig zijn, d.w.z. er lopen niet teveel mensen rond, niemand zet een boormachine aan en de klimaatregeling is voldoende stabiel, dan kan dus gemeten worden met een relatieve onzekerheid van

$$3*10^{-9}/(12.9 . 10^3 . 10^{-5}) \approx 3.10^{-8}.$$

De voordelen van deze meetmethode zijn voor de hand



$$\frac{R_{Hall} - R_{Ref}}{R_{Hall}} = \frac{G_{Hall} - G_{Ref}}{V}$$

Figuur 7. De potentiometer.

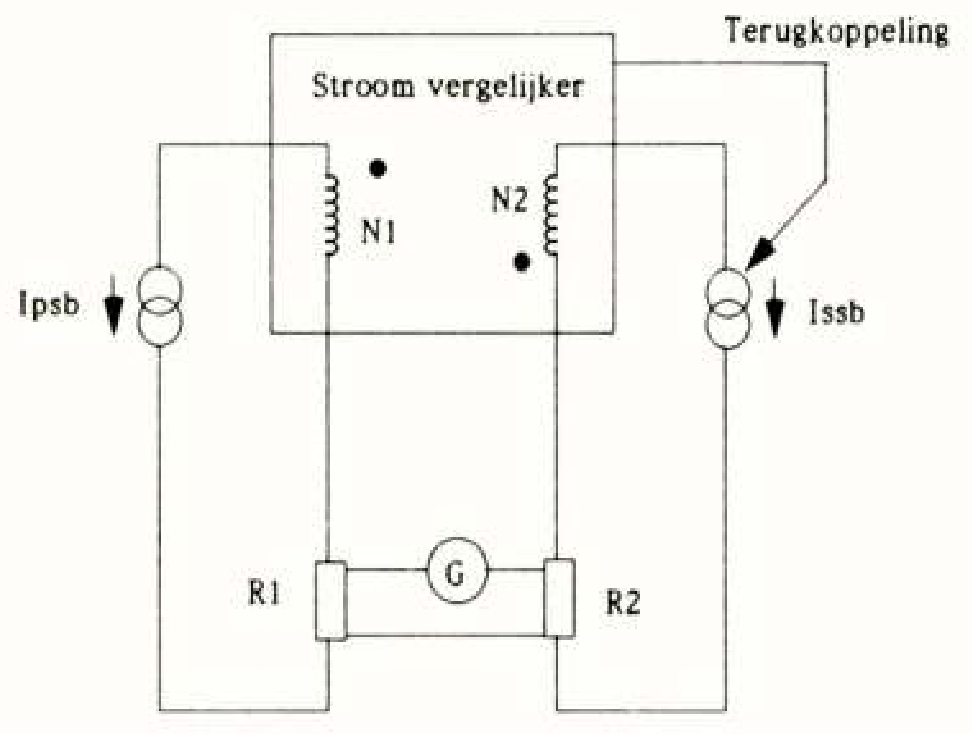
liggend:

- eenvoud
- hoog scheidend vermogen.

Het grootste nadeel voor de quantum Hall meting is echter dat de weerstanden zeer dicht bij elkaar moeten liggen om het hoog scheidend vermogen te kunnen behalen. Echter de quantum Hall weerstand is verre van decimaal, d.w.z. dat hij moeilijk te herleiden is van 12.906 kΩ naar de gewenste 1 Ω waarde.

DE STROOMVERGELIJKER

Het probleem van de conversie van de quantum Hall waarde naar de 1 Ω of een andere eenvoudige decimale waarde kan worden opgelost met een zogenaamde stroomvergelijker. Het hoog scheidend vermogen van de potentiometrische methode wordt bereikt doordat het een zogenaamde nul methode is. Dit willen we behouden. Daar we echter nu sterk verschillende weerstandswaarden willen vergelijken en we voor nul detectie vrijwel gelijke spanningen over de weerstanden wensen, betekent dit dat de stromen door de verschillende weerstanden verschillend moeten zijn maar hun verhouding zeer goed bekend moet zijn. Dit gebeurt met de zogenaamde stroomvergelijker, welke schematisch is weergegeven in figuur 8.
Er is een primaire stroombron welke een constante stroom levert. De stroom van deze stroombron wordt door een spoel geleid, waarin een magneetveld wordt opgewekt rechtevenredig met de primaire stroom I_{psb} en het aantal primaire windingen van de primaire spoel N_I. Ook de stroom van de secundaire stroombron I_{ssb} wordt door een secundaire spoel



Figuur 8. Principe schema van de stroomvergelijker

met N_2 windingen geleid. Echter deze spoel is tegengesteld gewikkeld zodat het opgewekte magneetveld van de secundaire stroom het magneetveld van de primaire stroom tegenwerkt. Het magneetveld in de spoelen is dus rechtevenredig met $I_{psb} N_1 - I_{ssb} N_2$. Als nu de secundaire stroombron zo wordt teruggekoppeld dat het magneetveld nul is, dan geldt:

$$I_{psb}/I_{ssb} = N_2/N_1$$

Nu is de verschilspanning tussen de weerstanden

$$\delta V = R_1 I_{psb} - R_2 I_{ssb} = (R_1 - (N_1/N_2) R_2) I_{psb}$$

Dus als $R_1/R_2 = N_1/N_2$ is weer aan de voorwaarde voor nul detectie voldaan, $\delta V = 0$.
Daar de totale spanning V_p over de primaire tak eenvoudig te meten is als $R_1 = R_{Hall}$ verkrijgen we

$$R_2 = (N_2/N_1 + \frac{\delta V}{V_{Hall}}).R_{Hall}.$$

Wil een relatieve onzekerheid van 3.10^{-8} gehaald worden onder gelijke omstandigeheden als bij de potentiometrische methode, dan moet de stroomverhouding relatief gelijk gehouden worden binnen 3.10^{-9}, oftewel 3.10^{-14} A.
Dit kan alleen bereikt worden door gebruik te maken van moderne cryogene technieken en detectie methoden. We spreken dan ook van een cryogene stroomvergelijker.
Om lekstromen en de invloed van thermische ruis te minimaliseren, worden de spoelen van supergeleidend niobium gemaakt en op een temperatuur van 4.2 K gehouden. Om de zeer kleine magnetische velden te kunnen detecteren wordt gebruik gemaakt van een zogenaamde squid, welke gebruik maakt van een ander macroscopisch quantum effect dat optreed in supergeleidende ringetjes, zogenaamde fluxquantisatie. Tot slot worden de spoelen opgesloten in een supergeleidende Faraday kooi om eventuele electrische en magnetische verstoring tegen te gaan.

TOT BESLUIT

Het realiseren van moderne nationale standaarden bij een modern standaarden instituut als het NMi vereist de meest vooraanstaande technieken. Sedert een relatief korte tijd hebben macroscopische quantum effecten hun intrede gedaan bij de realisatie van standaarden. Men mag echter niet concluderen dat er sprake kan zijn van quantum standaarden of standaarden gebaseerd op natuurconstanten, het SI blijft het juiste stelsel voor dagelijks gebruik. De natuurconstanten, of beter macroscopische quantum effecten stellen ons alleen in staat dit eenhedenstelsel nauwkeuriger en reproduceerbaarder te representeren.

Voordracht gehouden tijdens de 378e werkvergadering.

Conferentieaankondigingen

ECOC 90; 16th European conference on optical communication; September 16 - 20 1990; International Congress centre RAI, Europaplein Amsterdam.
Contactadres: ECOC 90; W.P. Wapenaar, P.O. Box 3053, 3800 DB Amersfoort; of Novep congress organisers, tel. 020 - 752123.

Eurosensors IV; International ITG – Tagung 1 - 3 Oktober 1990; Karlsruhe.
Contactadres: VDE Zentralstelle Tagungen, Stresemannallee 15, D-6000 Frankfurt am Main 70; Tel. 4969 6308 Toestel 321.

Concept programma NERG 1990

WV + 381
25 september
Digitale Audio Converters, Bit Streamer Technieken
Nat. Lab.

WV + 382
(NERG + IEEE)
6 november
Satellietnavigatie
(Tevens uitreiking Vederprijs)
NLR

WV + 383
12 december
Electromagnetic Compatibility (EMC)
Nat. Lab.

WV = werkvergadering, uitsluitend voor NERG-leden;
WV + = werkvergadering, voor NERG-, AES- en IEEE-leden;
WB = werkbezoek, uitsluitend voor NERG-leden;
JV = jaarvergadering, uitsluitend voor NERG-leden;
SMR = semiminar.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 55 – nr. 3 – 1990

Druk: de Witte, Eindhoven.